RADIO PLANS

ELECTRONIQUE Loisirs

ISSN 0033 7668

N° 448 Mars 1985

14 f

Réalisez

Console de mixage: le module micro/ligne

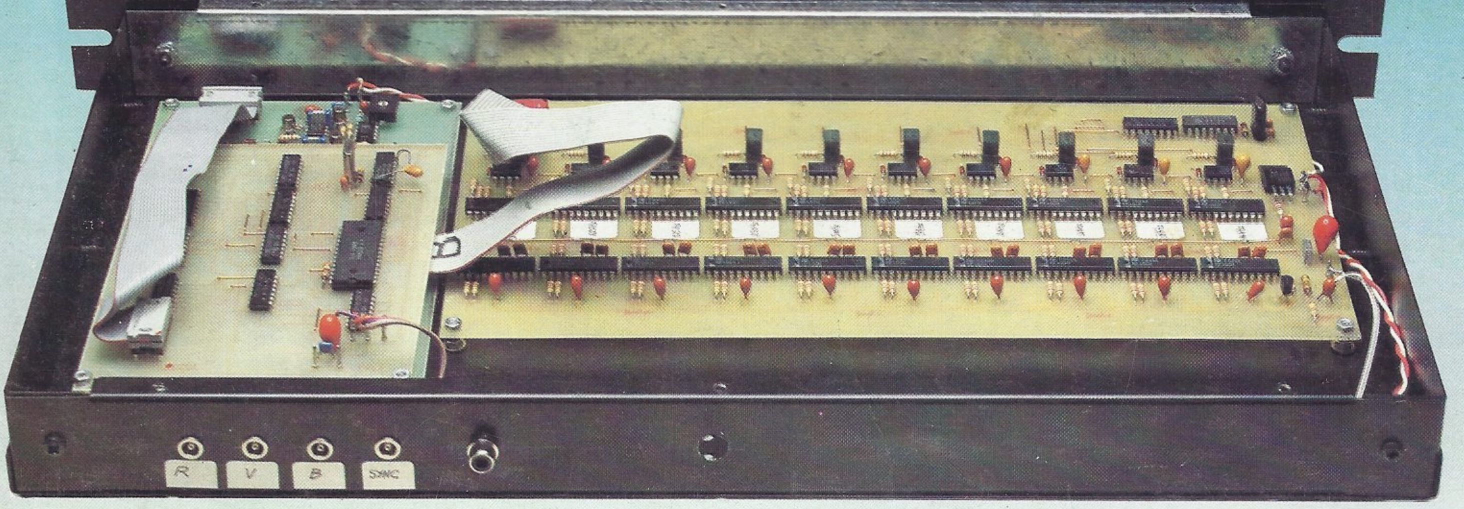
Accordeur pour guitares

Filtres par bandes d'octave pour bargraph sur écran couleur

Technique

Les afficheurs (1re partie)





Belgique: 97 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 1,38 Dinar

T 2438 - 448 - 14,00 F

EDITORIAL

Les mystères de l'information (ou de l'« intox » ?)

Il faut croire que tout ce qui touche à Canal Plus est du pain béni pour la presse. On ne compte plus le nombre d'articles ou d'entrefilets publiés sur le sujet.

Dernièrement, nous avons appris, à notre grande surprise, que les plans du décodeur parus dans la première version de notre numéro de décembre 1984 et qui ont occasionné la saisie que l'on sait, ne fonctionnaient pas.

Certains confrères qui, à l'époque, n'avaient pas daigné parler de cette affaire, se sont empressés de se faire l'écho de cette « information » divulguée par un jeune homme de 26 ans M. G... (il tient à conserver l'anonymat, on le comprend !).

En jargon électronique, par analogie au filtrage de l'information, nous pourrions dire que ces confrères se comportent alternativement en filtre passe-rien, puis passe-tout, voire passe-n'importe quoi.

Pour mémoire nous rappellerons seulement que les schémas de « Radio-Plans » que le « Quotidien de Paris» s'était procurés, on ne sait comment, avaient fait l'objet d'une réalisation de ce journal, réalisation dont le bon fonctionnement a été constaté et consigné par huissier ! (édition du 4.12.84).

Enfin notre montage, avant la flambée des prix sur certains composants, revenait à 500 F ; nous aurions pu mieux faire pour plus cher et moins rapidement. Celui de M. G... coûte 1 600 F et lui a demandé sept mois d'études. Si nous avions des auteurs comme M. G..., nous serions contraints d'adopter le rythme de parution d'un almanach et non plus celui d'un mensuel.

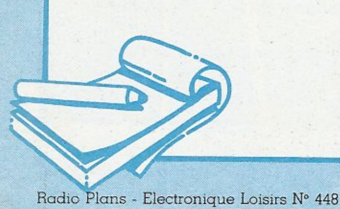
Nous vous pardonnons bien volontiers, jeune homme, et en guise de pénitence, nous vous conseillons seulement la lecture attentive et réfléchie de Radio-Plans.

Et puisque nous avons provoqué, bien involontairement, une pénurie sur les circuits de réalignement, vous trouverez dans ce numéro, amis lecteurs, un petit article consacré à cette technique.

Nous tenons, pour finir, à remercier tous ceux qui nous ont écrit pour nous manifester leur soutien.

Nous n'avons pas pu répondre à tous, vu l'abondance du courrier ; que ceux qui n'ont pas reçu de réponse ne s'en offusquent pas, le cœur y était.

C. Ducros



SOMMAIRE

N° 448 MARS 1985

Ce numéro comporte un encart libre des éditions WEKA.

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, M. Barthou, C. Bergerot, S. Bresnu, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, M.A. de Jacquelot, C. Lassus, C. de Maury, Ch. Pannel, M. Rateau, J. Sabourin.

L'ORIC 1 et les messages secrets



Codage et décodage de messages « secrets » ont toujours été une source inépuisable de divertissements pour les jeunes et... les moins jeunes.

En milieu militaire, administratif ou industriel, la **cryptographie** ou science du codage de l'information, est très largement utilisée.

Les techniques cryptographiques n'ont pu se perfectionner massivement que grâce à l'introduction de la « grosse informatique » dans les « services du chiffre ».

L'emploi d'ordinateurs décharge le personnel des manipulations extrêmement fastidieuses de codage et de décodage, mais également la programmation en machine de règles statistiques fort complexes offre des moyens puissants pour tenter de décrypter des messages dont la clef n'est pas connue !

Sans mettre en œuvre des principes par trop délicats, nous allons décrire ici quelques méthodes facilement applicables sur un ordinateur individuel tel que l'ORIC.

Les codages par substitution :

Tous les scouts ont un jour utilisé un code par substitution analogue à ceux en usage pendant la première guerre mondiale : chaque lettre de l'alphabet est remplacée par une autre, toujours la même.

C'est le « tableau de correspondance » qui constitue la clef du code.

Cependant, l'expérience montre qu'il n'est pas indispensable de coder toutes les lettres, mais seulement les plus fréquemment utilisées, notamment les voyelles.

Pour s'en convaincre, il suffit de lancer le programme de la **figure 1** et

```
10 C$=KEY$ : D$=C$
20 IF C$="A" THEN D$="R"
30 IF C$="E" THEN D$="N"
40 IF C$="I" THEN D$="L"
50 IF C$="O" THEN D$="U"
60 IF C$="U" THEN D$="O"
70 IF C$="L" THEN D$="I"
80 IF C$="N" THEN D$="E"
90 IF C$="R" THEN D$="A"
100 PRINT D$;
110 GOTO 10
```

Figure 1

de frapper un texte quelconque, qui apparaîtra codé sur l'écran, comme le montre l'exemple de la **figure 2**.

Comme le cryptage est fait lettre par lettre avec affichage immédiat, il n'existe aucune limite quant à la longueur des textes pouvant être traités.

```
CNT UADLERTNOA NST I'UALC 1
CET ORDINATEUR EST L'ORIC 1
```

Figure 2

A partir d'une certaine importance, cependant, il devient très pénible de recopier à la main et sans erreur un texte codé, qui est par définition à peu près illisible.

Egalement, l'absence de contrôle visuel de la frappe peut poser des problèmes.

Les possesseurs d'une imprimante pourront avantageusement préférer la variante listée sur la **figure 3**.

Chaque caractère frappé sera affiché tel quel sur l'écran, alors que le texte codé sera transmis à l'impri-




```
10 C$=KEY$ : D$=C$
20 IF C$="A" THEN D$="R"
30 IF C$="E" THEN D$="N"
40 IF C$="I" THEN D$="L"
50 IF C$="O" THEN D$="U"
60 IF C$="U" THEN D$="O"
70 IF C$="L" THEN D$="I"
80 IF C$="N" THEN D$="E"
90 IF C$="R" THEN D$="A"
100 PRINT C$;
110 LPRINT D$;
120 GOTO 10
```

Figure 3

mante. En raison de la présence d'un « registre tampon » dans la majorité des imprimantes (c'est le cas pour la GP 100), une ligne n'est imprimée que lorsqu'elle est complète.

On veillera donc à bien presser RETURN en fin de texte pour que la dernière ligne, même incomplète, soit imprimée.

L'un des avantages de ce très simple logiciel de codage est son fonctionnement symétrique : A devient R, mais R devient A. De ce fait, il peut servir sans la moindre transformation à **décoder** les messages qu'il a lui-même élaborés. Il suffit de frapper le texte codé pour que la traduction s'affiche en clair sur l'écran TV ou sur l'imprimante, selon la variante utilisée.

Le tableau de transcodage des lignes 20 à 90 pourra évidemment être transformé par chacun de façon à créer une clef originale. On veillera simplement à ne pas détruire la symétrie du code, faute de quoi un programme spécifique serait à écrire pour le décodage.

Peut-on décrypter sans la clef ?

Posée à un spécialiste des services secrets, cette question recevrait sans doute la réponse suivante : « oui, mais à condition de disposer de beaucoup de temps et de moyens ».

En effet, les services de contre-espionnage du monde entier opèrent chaque jour ce genre de prouesse, grâce à de puissants ordinateurs et à des programmes ultra-sophistiqués. En ce qui concerne l'amateur, des résultats encourageants peuvent être obtenus dans des conditions bien précises, grâce au programme de la **figure 4**.

```
10 DIM T$(8000)
20 DIM C(125)
30 DIM D(10)
100 GET A$
110 A=ASC(A$)
115 IF A=13 THEN 200
120 C(A)=C(A)+1
130 PRINT A$;
132 T$(Q)=A$
134 Q=Q+1
140 GOTO 100
200 CLS
205 FOR I=1 TO 10
210 FOR F=65 TO 90
220 IF C(F)>M THEN M=C(F) : D(I)=F
240 NEXT F
242 C(D(I))=0
245 M=0
250 NEXTI
260 FOR Q=0 TO 8000
270 Y$=T$(Q)
280 IF Y$=CHR$(D(1)) THEN T$(Q)="E"
290 IF Y$=CHR$(D(2)) THEN T$(Q)="S"
300 IF Y$=CHR$(D(3)) THEN T$(Q)="A"
310 IF Y$=CHR$(D(4)) THEN T$(Q)="R"
320 IF Y$=CHR$(D(5)) THEN T$(Q)="I"
330 IF Y$=CHR$(D(6)) THEN T$(Q)="N"
340 IF Y$=CHR$(D(7)) THEN T$(Q)="T"
350 IF Y$=CHR$(D(8)) THEN T$(Q)="U"
360 IF Y$=CHR$(D(9)) THEN T$(Q)="L"
370 IF Y$=CHR$(D(10))THEN T$(Q)="O"
380 PRINT T$(Q);
390 NEXT Q
400 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
```

Figure 4

Ce logiciel expérimental procurera certainement bien des satisfactions à l'amateur curieux mais réaliste.

Il lui faudra en effet comprendre qu'un programme aussi simplifié ne peut en aucun cas opérer de miracles, mais seulement décrypter (sans la clef !) des messages écrits au moyen d'un code de substitution analogue à celui que nous avons publié, et sous certaines réserves.

Moyennant quoi, de saisissantes démonstrations peuvent être réalisées...

Le principe de ce logiciel est le suivant :

Dans toutes les langues courantes, certaines lettres sont employées plus souvent que d'autres.

L'analyse statistique d'importants volumes de textes permet même de classer par ordre décroissant de fréquence d'apparition les dix lettres les plus utilisées.

En français, cet ordre est E, S, A, R, I, N, T, U, L, O. Dès lors, lorsqu'un cryptage **«par substitution simple»** est mis en œuvre, il est théoriquement possible de comptabiliser tous les caractères utilisés, puis de remplacer le plus souvent recontré par E, le suivant par S, etc. pour se rapprocher très fortement du texte décrypté.

L'inconvénient de la méthode est qu'elle ne fonctionne correctement que sur des textes de longueur notable, car autrement les règles statistiques (loi des grands nombres !) ne s'appliquent que très imparfaitement.

Egalement, la présence dans le texte original, de mots techniques, ou empruntés à des langues étrangères, perturbe le décodage.

Nos lecteurs pourront expérimenter dans ce passionnant domaine en codant des textes d'origines et de longueurs diverses au moyen du logiciel précédemment présenté, puis tenter de les décrypter à l'aide de ce nouveau programme. Si le codage est effectué par une personne et le décodage par une autre, le jeu risque de devenir fort distrayant, surtout lorsqu'un travail supplémentaire d'interprétation doit être accompli par le décrypteur (cas de messages trop courts).

L'utilisation du logiciel de décodage sans clef est aussi simple que celle du précédent : il suffit de frapper le texte à décrypter, avec contrôle visuel à l'écran, et de presser RETURN à la fin. Le résultat du décodage s'inscrit alors au fur et à mesure de l'avancement des opérations.

Bien sûr, une modification simple pourrait permettre de sortir ce résultat sur imprimante, ou même de traiter des textes comportant d'autres signes ASCII que des lettres (il faudrait alors transformer la ligne 210).

On évitera de frapper le texte à décoder à une vitesse exagérée, car des calculs doivent être faits entre deux caractères successifs. Pour éviter toute surprise, on attendra simplement, pour frapper un caractère, que le précédent soit apparu à l'écran, ce qui n'est pas bien long !

Un codage plus subtil :

Nous avons pu constater comment même des moyens informatiques réduits arrivent à percer les codes par trop naïfs. Voici un procédé de cryptage tout différent, qui résistera victorieusement à notre logiciel de décodage.

Son principe est issu d'une technique très simple, dite de la feuille quadrillée :
Le texte à coder est écrit, case par case, dans une grille carrée. Les

éventuelles cases inutilisées sont remplies avec des caractères quelconques, puis la transcription est effectuée en « lisant » la grille non plus selon des lignes horizontales mais selon des colonnes verticales.

Le brassage ainsi exécuté revient pratiquement à battre un jeu de cartes, mais l'opération inverse ramène aisément au texte d'origine, mais encore faut-il connaître le nombre de cases de la grille, véritable clé du code.

Rien n'empêche d'ailleurs de scinder le texte en plusieurs parties, qui seront chacune codées selon leur propre grille, et même d'opérer auparavant un codage par substitution... C'est exactement selon cette méthode qu'opère le programme listé à la **figure** 5.

La « clé du code » (nombre de cases du côté de la grille) doit être choisie en rapport avec l'importance du texte à coder : élevée au carré, elle doit donner un résultat supérieur au nombre de caractères du texte à coder.

```
1 CLS
2 PRINT "CLE DU CODE ?"
3 INPUT K
5 CLS : PRINT "ATTENDEZ..."
10 DIM T$(K,K)
20 FOR L=1 TO K
30 FOR C=1 TO K
40 N=65+(25*RND(1))
50 T$(L,C)=CHR$(N)
60 NEXT C
70 NEXT L
72 CLS
75 PRINT "FRAPPEZ VOTRE MESSAGE"
77 PRINT
80 FOR L=1 TO K
90 FOR C=1 TO K
92 GET A$
94 IF A$=CHR$(13) THEN 125
96 T$(L,C)=A$
105 PRINT A$;
110 NEXT C
120 NEXT L
125 CLS : PRINT
130 FOR L=1 TO K
140 FOR C=1 TO K
150 PRINT T$(C,L);
160 NEXT C
170 NEXT L
180 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
```

Figure 5

```
MGCWKEERCNS EXFSSTTKAEDXG

MESSAGE SECRETDWCXTXKNFKG
```

Figure 6

La grille est d'abord entièrement remplie de caractères choisis aléatoirement, ce qui prend un certain temps (message « attendez... »). Le message frappé au clavier vient « écraser » ces caractères jusqu'à concurrence de sa longueur, mais pas au delà.

La grille est ensuite relue en permutant lignes et colonnes, et le texte codé ainsi obtenu est affiché à l'écran. Une sortie sur imprimante serait bien sûr facile à prévoir.

Le texte crypté est élaboré dès que la touche RETURN est actionnée en fin de texte, ou bien en cas de débordement accidentel de la grille.

Cette grille n'est autre qu'un tableau multidimensionnel de caractères, réservé par une instruction DIM.

Un échantillon des résultats pouvant être obtenus est reproduit en **figure** 6.

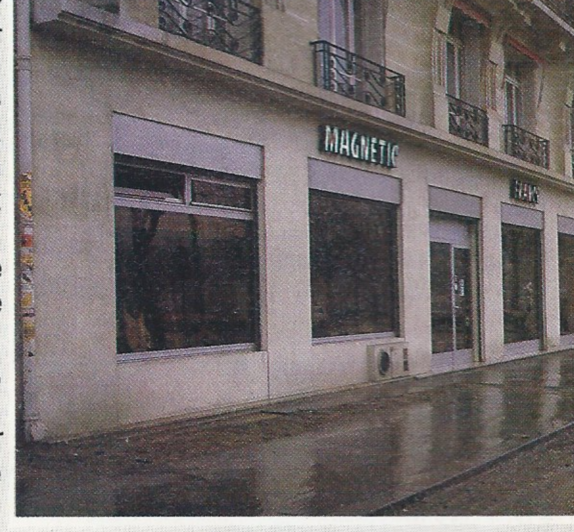
Patrick GUEULLE

Détaillants grand public, qui êtes-vous ?

Par rapport à nos visites précédentes, nous abordons ce mois-ci, aves la société **Magnetic France,** un style de distribution particulier. Particulier, pourquoi ? Tout d'abord parce qu'il s'agit d'un des plus anciens magasins de vente de composants électroniques sur Paris encore existant et, ensuite, parce que la société ne vend presqu'exclusivement que des composants en suivant les réalisations publiées dans deux revues : Elector et Radio-Plans.

Il faut reconnaître qu'à Paris, si l'on en juge par le nombre de magasins implantés, la concurrence est vive et que, sans image de marque particulière, point de salut. Il faut donc se démarquer. Nous avions déjà vu une certaine démarche avec Pentasonic, voyons maintenant celle de **Magnetic France.**

L'historique de cette société mérite d'être relaté car, à l'instar de notre revue, il symbolise, à notre avis, l'évolution qu'a connue l'électronique Grand Public et les adaptations qu'elle nécessite.



Tout a commencé en 1948, au lendemain de la guerre, par le rachat par M M. Bastien, encore actuel dirigeant, de la société Radio-Bois installée rue du Temple à côté de la République, spécialisée, comme son nom l'évoque, dans la fabrication et la vente d'ébénisteries pour récepteurs à tubes.

M. Bastien garde, au début, cette activité, mais en plus développe des kits de récepteurs qui s'insèrent dans les ébénisteries proposées.

Certains de nos lecteurs se souviennent certainement de cette époque de même que ceux de notre confrère le « Haut-Parleur » qui proposait lui aussi les schémas et notes de mise au point de ces kits.

Vers 1950 en plus de ces deux activités, la société construit et commercialise les premiers magnétophones et les adaptateurs d'entrée et de sortie allant avec, proposant ainsi les premiers combinés.

La vogue des récepteurs s'atténuant à cause des nouvelles technologiés et des nouveaux moyens de reproduction du son mis à la disposition du public - principalement l'enregistrement et la reproduction sonore magnétique, mais aussi la télévision - la société change en 1955 de raison sociale pour devenir **Magnetic France** et se consacrer uniquement aux magnétophones et à ce qui gravite autour.

M. Baume, ingénieur « Supelec », entre chez Magnetic France cette même année et élabore le premier magnétophone à trois moteurs de marque Magnetic France qui fit la réputation de la société.

Cela a duré jusqu'en 64-65, années qui virent l'apparition du magnétophone à cassette Philips qui devait bouleverser le marché audio.

Magnetic France abandonne progressivement l'enregistrement en kit pour plus se consacrer à la HiFi et à la Sono naissantes.

Les douze années qui suivent sont consacrées à la haute fidélité qui connaît alors son plein essor.

En 1978, la société déménage pour venir s'installer au 11, place de la Nation, lieu que nos lecteurs parisiens fréquentent à l'heure actuelle.

Outre le déménagement, les activités elles aussi changent. Magnetic France délaisse de plus en plus la HiFi et la Sono pour se consacrer à la vente des composants électroniques au point qu'à l'heure actuelle, comme nous le signalions d'emblée, le chiffre d'affaires est à 80 % dû à la vente de composants.

A travers cet historique se dégage l'idée directrice de la conduite de cette société : ne jamais courir plusieurs lièvres à la fois, mais plutôt être pointus dans un domaine choisi en fonction des aspirations du moment, quitte à opérer cycliquement une reconversion profonde. C'est pourquoi nous parlions dans notre introduction d'un style de distribution particulier.

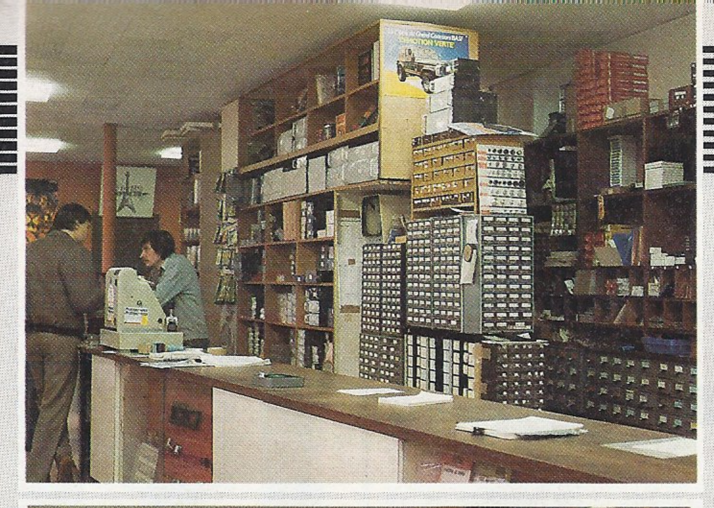
L'organisation actuelle

Depuis, le magasin installé place de la Nation, s'est donc orienté vers la vente de composants en essayant au mieux de suivre les réalisations proposées dans les revues. Petit à petit, pour satisfaire au mieux sa clientèle, très fidélisée, M. Bastien et son fils Philippe qui s'occupe plus particulièrement de ce domaine, ne proposent plus que les kits - circuits imprimés et composants - issus des montages publiés dans deux revues : Elektor et Radio-Plans Electronique Loisirs.

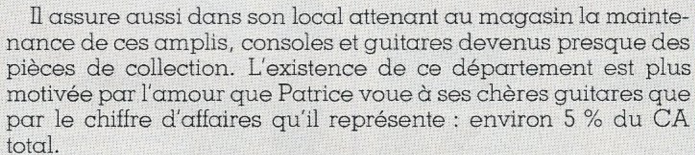
Ceci, avec la vente de composants courants, de petit outillage et de très peu d'appareillage de mesure, représente 80 % d'un chiffre d'affaires évalué à 3 millions de francs lourds pour 1984.

Mme Bastien s'occupe de la comptabilité de la maison et le deuxième fils, Patrice, d'un département sans relation avec le premier : la vente de guitares d'occasion, qui fait l'objet d'une société à part, **Guitar Express.**

Patrice, feru et mordu de musique et plus particulièrement de guitares, fait venir tous les modèles qu'il propose des États-Unis. Il ne s'agit que de guitares d'occasion des années 50 à 60, de marques prestigieuses telles que **Gibson** et **Fender** ainsi que des amplis à tubes Fender ou Marshall de la belle époque.











Il assure aussi dans son local attenant au magasin la maintenance de ces amplis, consoles et guitares devenus presque des pièces de collection. L'existence de ce département est plus motivée par l'amour que Patrice voue à ses chères guitares que par le chiffre d'affaires qu'il représente : environ 5 % du CA total.

Hormis M. et Mme Bastien et leurs deux fils, la société emploie deux vendeurs et un technicien chargé aussi bien de la maintenance des appareils commercialisés que de conseiller la clientèle pour la mise au point des montages proposés par les revues.

Philippe Bastien nous a longuement parlé de ce qui lui tient à cœur et qui peut se résumer ainsi :

Il aimerait une plus grande concertation entre les revues, les grandes marques de semi-conducteurs et les revendeurs ce qui pourrait notamment se traduire par des délais d'approvisionnement plus courts et des prélistes de nomenclature des montages envoyées bien avant parution. Sur ce dernier point nous essaierons d'améliorer la situation mais la chose n'est pas toujours facile.

Par ailleurs, il souhaiterait voir la création de regroupements de lecteurs pour la mise au point des montages. Il serait prêt à soutenir leurs efforts. Nous sommes de notre côté tout-à-fait d'accord pour tenter ce genre d'expérience et à aider les associations qui pourraient voir le jour.

Nul doute que tout le monde s'y retrouverait.

Les lecteurs ayant des difficultés pourraient être aidés par d'autres ayant solutionné les problèmes et ceux ne disposant pas de l'appareillage de mesure nécessaire, se le faire prêter.

Enfin, par manque de temps, Philippe ne peut pas exposer les maquettes en ordre de marche des kits qu'il distribue.

Il pensait surtout en nous faisant part de cette carrence à l'ensemble de réception TV multistandard Radio-Plans qu'il aurait aimé présenter en fonctionnement.

Ce serait évidemment une bonne chose et, là encore, des associations de lecteurs pourraient s'avérer efficaces pour autant qu'on leur fournisse le matériel adéquat.

Comment la société est-elle perçue auprès de la clientèle ?

D'une manière générale les clients sont satisfaits de Magnetic France grâce à la formule du kit parce qu'ils trouvent d'un coup tous les composants nécessaires à une réalisation donnée sauf cas exceptionnel de rupture de stock ou de délais d'approvisionnement inhabituels.

Toute médaille a son revers, et certains trouvent le magasin de la place de la Nation assez cher. Il est vrai que les prix constatés y sont un peu plus élevés que la moyenne sur les mêmes références.

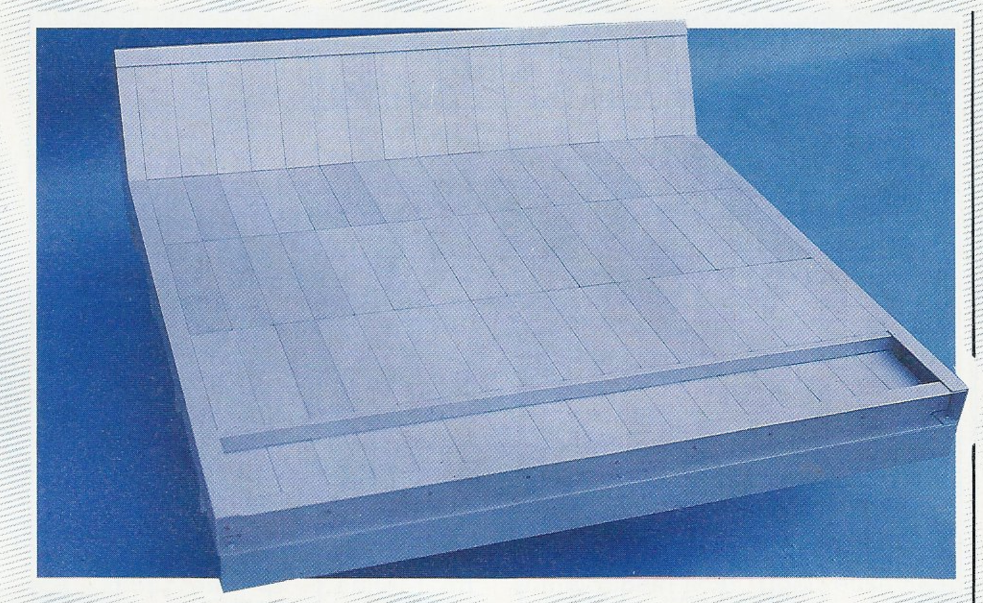
D'après Philippe Bastien, cela s'explique par le choix exclusif de composants de marque plus chers et par le surcroît de travail nécessaire à l'obtention de toutes les références relatives à des maquettes parfois complexes.

Il faut souvent perdre énormément de temps pour un chiffre somme toute assez faible.

Mais la satisfaction du client réside avant tout dans la certitude de tout trouver, et la société préfère agir de la sorte...

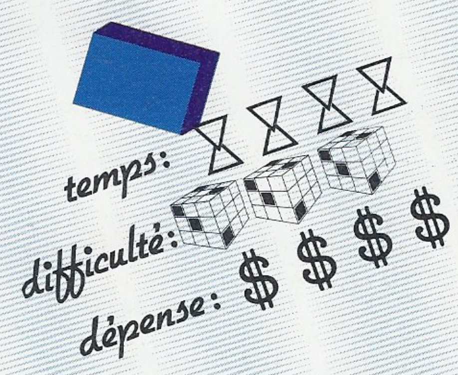
Le client est par ailleurs assuré de bénéficier d'une aide et de conseils techniques si besoin est.

Console AC « ODDY Théâtre »



2e partie : Module Micro / Ligne

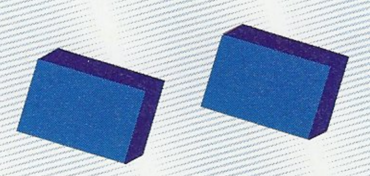




Le mois dernier nous avons décrit le chassis de cette console modulaire. Le modèle ODDY Théatre, que construit l'auteur, peut recevoir 85 modules et nous allons voir dans ces pages l'étage d'entrée Micro/Ligne monophonique.

Destiné à traiter des modulations de niveaux très différents comme des micros dynamiques ou la relecture de magnétophones musclés, cet étage est une des pièces maîtresse de toute unité audio. Il faut en effet pouvoir accepter presque 100 dB de dynamique, avoir une garde honnète et sécurisante, veiller scrupuleusement au niveau de bruit, et prévoir des liaisons de grandes longueurs. Autant d'astreintes font qu'il est très délicat à réaliser pratiquement, mais les lecteurs de RADIO PLANS peuvent se régaler. Celui que nous allons proposer ici n'a rien à envier aux plus belles réalisations professionnelles, et il est facile à construire. Vous n'aurez même pas l'excuse de l'approvisionnement impossible car l'auteur a tout mis en œuvre pour que ses réalisations soient VRAIMENT reproductibles.

Une seule question se pose : avez-vous envie d'être un privilégié ?





Exploitation des logements du chassis

Il est très difficile de structurer rationnellement une entreprise comme celle que nous avons lancé pour vous, et l'auteur passe ses jours et ses nuits à parfois tout remettre en cause, afin de bien servir le lecteur.

Aussi lui a-t-il semblé nécessaire de fixer les idées de chacun, en donnant une vue d'ensemble de notre future console. Ainsi, il sera possible d'envisager une personnalisation, bien avant que tous les modules ne soient décrits, et le lecteur qui désirera accommoder nos modules à ses exigences pourra le faire en connaissance de cause.

La figure 1 indique en partie l'utilisation des logements du chassis. Le dessin représente la réalisation de l'auteur, mais nous allons voir quelles sont les variations possibles.

Voyons la partie supérieure : les voies 1 à 9 sont occupées par des modules Micro/Ligne comme celui que nous réaliserons ce mois-ci. Les entrées ligne 1 à 8 sont destinées à récolter les lectures multipistes pour mixage.

La voie 9 peut donc servir de lecture d'une machine mono. Les voies 10 à 12 sont affectées à des entrées machines stéréos, comme des lecteurs magnétiques ou des platines tourne-disques préalablement amplifiées et égalisées (Voir RADIO PLANS n° 441 et 442 : AC DISCO).

En fait, il sera possible d'utiliser les voies 1 à 12 comme on le désirera : soit 12 Micro/Ligne, soit 12 lignes stéréos, ou toutes les configurations intermédiaires. L'utilisation d'un magnétophone multipistes imposera toutefois un nombre

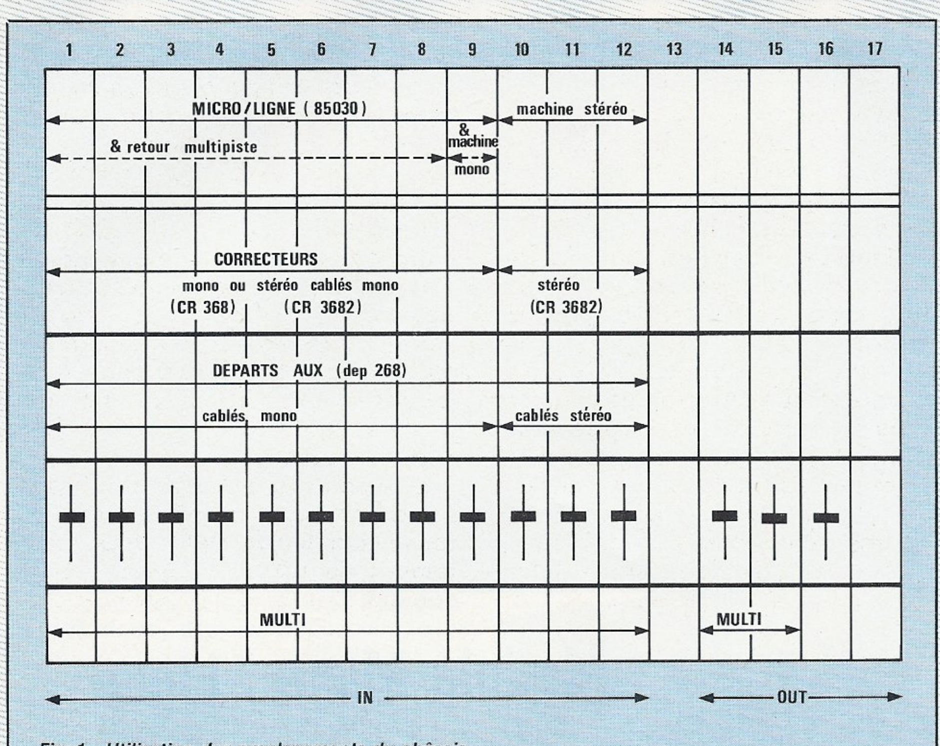


Fig. 1 - Utilisation des emplacements du châssis.

équivalent de Micro/Ligne au nombre de pistes. Une discothèque faisant cabaret pourra choisir 6 Micros et 6 machines stéréos.

Tous ces modules ont leur place dans le bandeau arrière incliné du chassis.

La rangée du dessous est destinée aux correcteurs de tonalité. Deux modèles seront décrits : un mono, un stéréo. Toutefois, il sera possible de câbler le modèle stéréo en mono comme nous le verrons plus loin.

Ensuite viennent les départs auxiliaires. Il s'agit des retours de scène, des départs échos, du panoramique, etc... L'auteur est très fier de ce module ingrat : il a réussi à faire en sorte que le même modèle soit câblable en mono ou en stéréo. Dans sa version stéréo, le panoramique devient balance.

La rangée suivante comporte les faders ou « tirettes ». Deux modèles seront proposés : MCB ou RUWIDO. Tous deux sont d'excellente facture et fiables mais de classe et de prix très différents. Quoi qu'il en soit, nous verrons les quatre possibilités : MCB mono, MCB stéréo, RUWIDO mono, RUWIDO stéréo.

ATTENTION, pour toutes ces versions il vous sera possible de vous procurer les modules usinés et sérigraphiés (grâce à la rubrique SERVICES) et l'auteur sera en mesure de présenter une console équipée MCB et une autre équipée RUWIDO. Cette performance a été rendue possible grâce à l'extrême amabilité de messieurs EDELINE de la société MCB et RACK de la société SONEREL, qui ont pris à cœur de servir efficacement les lecteurs de RADIO PLANS, et que l'auteur tient à remercier publiquement. Nous sommes tous d'accord pour nous plaindre quand nous souffrons de distributions alléatoires, en juste retour, saluons les maisons aimables et pompétantes, (Jean ROCHEFORT disait dernièrement qu'il regrettait qu'on ne dise pas au boulanger quand son pain était bon, l'auteur s'associe totalement).

Tout contre l'utilisateur se trouvent les modules destinées aux départs vers le multipistes. Un système de commutation permet de brasser les sorties de chaque tranche vers les voies 1/2, 3/4, 5/6 ou 7/8 de celui-ci.

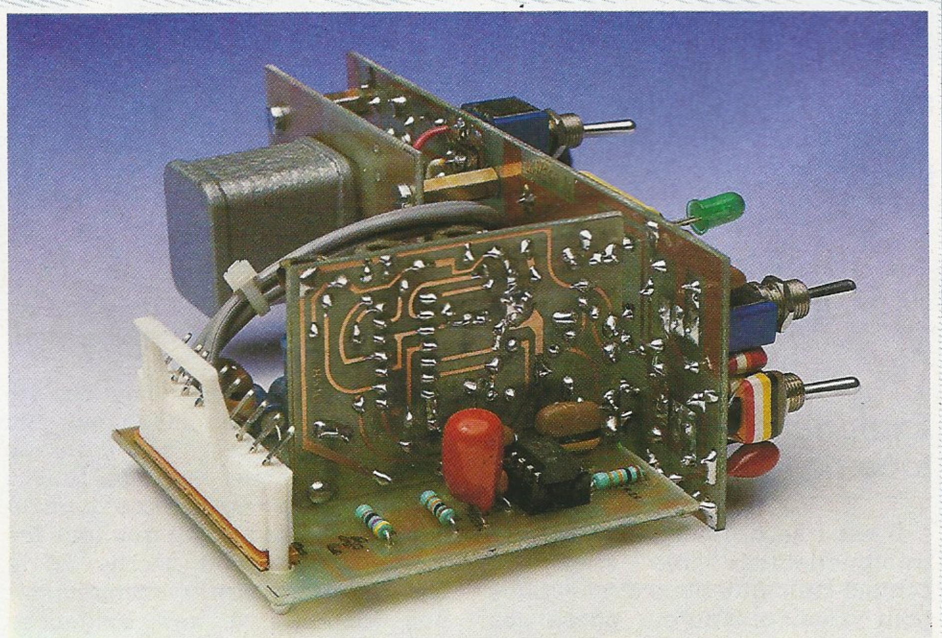
Comme nous l'avons dit en décrivant le chassis, ces modules seront situés sous le bandeau destiné à appuyer le poignet, à la conditon bien sûr que ce bandeau soit pivotant. Cette façon de faire permettra aux lecteurs ne désirant pas coupler leur console à un multipistes, de fixer définitivement le bandeau, et de ne pas câbler cet élément particulier.

Nous laisserons volontairement dans l'ombre les voies 13 à 17. Sachez seulement que 14 et 15 seront des voies magnétophones masters, 16 sera le contrôle studio et la 17 voie de service. Mais n'anticipons pas !

Analyse d'une tranche mono

La figure 2 trace le synoptique d'une tranche complète MONO. A gauche se situe le module que nous allons décrire. On y voit une entrée XLR recevant la modulation principale, et qui accepte une liaison symétrique. Nous ne parlerons pas des avantages de la symétrie, car monsieur GINTER l'a fait récemment dans RADIO PLANS, et si besoin était, on se reporterait à ses lignes.

La modulation d'entrée arrive donc sur un commutateur qui autorise trois choix :



1° Il ne tient pas compte du padding de – 23 dB (position dessinée). C'est le cas typique d'une entrée micro normale dont le niveau est inférieur à – 10 dBm soit 245 mV.
2° Il traverse un atténuateur en H de 23 dB, et autorise ainsi un nouveau niveau nominal de – 10 + 23 = + 13 dBm soit 3,46 V. C'est une entrée symétrique destinée aux hauts niveaux (micros soumis à de très fortes pressions acoustiques - comme ceux qui sont engloutis dans les grosses caisses des batteries traditionnelles, sorties « préamp- out » des amplis d'instruments, ou encore repiquage sur ligne HP par interface du genre PEAVEY).
3° il saute tous les étages symétriques pour autoriser une entrée à plus haute impédance (10 k) et assymétrique. C'est le cas classique des reprises guitares en direct (lignes courtes) et de toutes les sources qui souffrent d'être chargées par 600 ohms.

A la sortie du padding de – 23 dB, le signal attaque un transformateur, après avoir eu la possibilité de changer sa phase de 180°.

Toutes les réalisations bon marché cherchent à s'affranchir de cette pièce relativement coûteuse et proposent - au mieux - des entrées symétriques basse impédance, électroniques. Pour notre part, les performances d'un bon transformateur sont électroniquement inégalables : isolement total de la source, gain en tension important - suivant le rapport de transformation choisi, SANS BRUIT, si il est bien blindé. En fait, toutes les réalisations professionnelles sont équipées de transfos de bonne qualité (STUDER utilise même par tranche, 2 transfos d'entrées : un est spécialement destiné à traiter les modulations à bas niveau, l'autre s'occupe des hauts niveaux. Pour ce faire, ce constructeur implante des transformateurs de rapports de transformation différents, donc spécifiquement adaptés. C'est le nec plus ultra quand on dispose de peu de volume pour une tranche).

Pour notre part nous avons utilisé un transfo de qualité (MILLERIOUX) et un padding permettant de ne pas le saturer.

A la sortie de ce transformateur, on attaque un amplificateur à gain variable, suivi d'un correcteur coupe-bas commutable, et un coupe haut à trois positions : linéaire, faible (élimine les très hautes fréquences), fort (beaucoup plus efficace, et à utiliser seulement si nécessaire).

Ajoutons enfin une commutation de l'entrée de l'amplificateur, destinée à reçevoir la modulation « machine », provenant par exemple d'une lecture de multipistes.

Si nous suivons le signal à la sortie des filtres, nous constatons qu'il part vers un jack à coupure dit « insertion ». Cette prise permet de prélever la modulation préalablement ajustée en niveau, de la traiter dans une machine extérieure (compresseur, effets divers) et de réinjecter le résultat dans la tranche. Le retour de cette prise correspond à l'entrée du correcteur de tonalité.

Pour celui-ci, deux modèles seront proposés : le premier, dit « mono », comporte deux cellules de filtre (une grave, une aigue) de fréquences glissantes et de sélectivités variables. C'est celui qui apporte le plus de finesse au traitement éventuel d'une source de qualité.

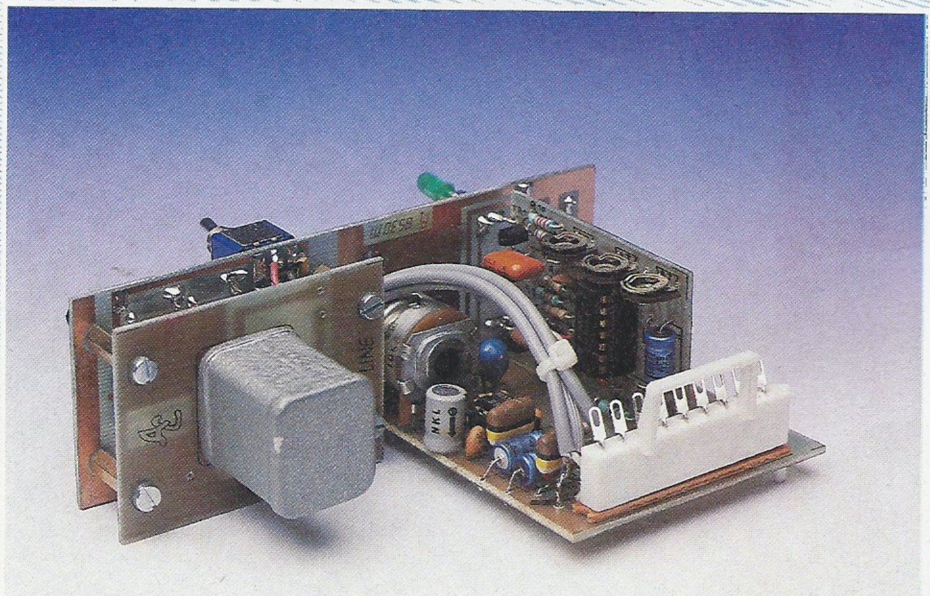
Le deuxième, dit « stéréo », est celui qui est spécialement affecté aux corrections des lignes machines stéréo, mais qui peut être câblé mono sans problème et sans gâchis de matière. Il comporte 4 réglages d'efficacité fixés aux fréquences suivantes : 50 Hz, 1 kHz, 8 kHz, 20 kHz.

Le lecteur fera comme il lui semblera bon, sans craindre d'inesthétisme, car les modules sont exactement de même longueur et les commandes sont rigoureusement



MODULE MICRO-LIGNE
machine (line)
machine
input
input
XLR
pad
-23 dB
phase
low cut
hight
-10 à 60 dB
gain adj
line
micro -23 dB
micro
+10 dB
0 nominal
-10 dB
insert ou
out direct et
channel off
signalisation
direct out
MODULE CORRECTEUR MONO
F level Q
F
low
AU CHOIX
50 1k 8k 2
MODULE CORRECTEUR STEREO
CABLE MONO

Fig. 2 - Synoptique d'une tranche mono.



alignées. Un point commun à ces deux modèles : un interrupteur permet de ponter l'étage correcteur et de n'intervenir ni sur les niveaux, ni sur les phases.

La sortie des correcteurs est dirigée vers les « départs auxiliaires », mais avant, elle est prélevée afin d'être mesurée en niveau par un indicateur 3 états, situé physiquement dans le module MICRO/LIGNE. Nous reparlerons plus en détail de cette façon de faire.

Donc, à la sortie du correcteur de tonalité, le signal arrive sur deux commutateurs : le premier sert de coupure de voie et, quand il est off, la modulation n'est plus transmise à la suite. Seul le deuxième peut encore commuter si on le désire sur les bus « PFL » ou Pré Fader Listen.

C'est une préécoute qui permet de faire du repérage sans débiter sur aucun autre bus. Ce départ PFL est monophonique.

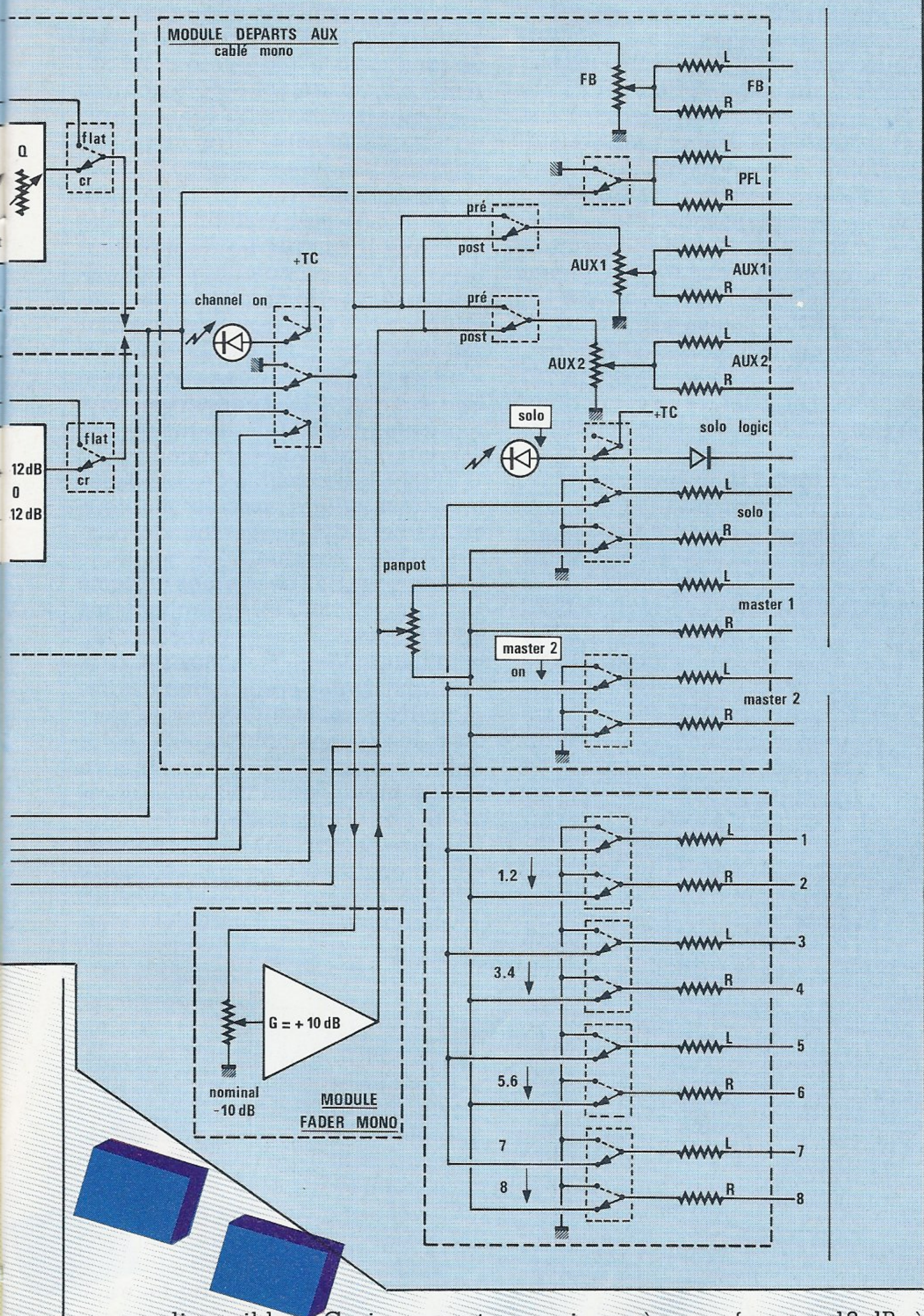
Si le premier commutateur est basculé sur « channel on », la modulation est dirigée dans quatre directions :

1° Vers le potentiomètre « FB » ou foldback ou retour de scène avant fader.

2° Vers la commutation « PRE » de AUX 1, qui permet de faire un deuxième retour identique à FB.

3° Vers la commutation « PRE » de AUX 2, qui permet de faire un troisième retour identique à FB.

4° Vers le fader. Là, elle change de module et se trouve dosée en niveau par ce potentiomètre à glissière dont la position nominale se situe à 10 dB en dessous du maxi-



mum disponible. Ceci permet d'avoir en permanence 10 dB de plus, facilement exploitables, sans changer le régime de travail des étages précédents. Toutefois, en utilisation normale, on a perdu 10 dB et c'est pourquoi le curseur est suivi d'un amplificateur non inverseur compensant cette perte. Mais la raison majeure de cette compensation immédiate est qu'en sortant du module FADER, le signal va, entre autres, vers les contacts POST de AUX 1 et AUX 2. Si il existait un écart entre PRE et POST, ces commandes seraient très désagréables à utiliser car il faudrait toujours courir après ces fameux 10 dB à l'aide des potentiomètres AUX 1, AUX 2.

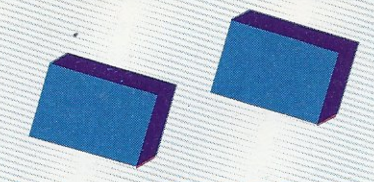
Toujours à la sortie du compensateur, un prélèvement est fait pour permettre, sur la sortie DIRECT OUT, de disposer d'un signal monophonique bénéficiant de toutes les possibilités précédemment énoncées.

Ce même signal monophonique est artificiellement séparé en GAUCHE - DROITE grâce au panoramique (PAN POT). Les deux voies ainsi définies partent vers MASTER 1 (premier enregistreur de somme), MASTER 2 (2e enregistreur à condition d'avoir activé l'interrupteur. Cette commutation du 2e master sera très appréciée au moment d'un mixage final, car elle autorisera par exemple à faire simultanément un master total sur « master 1 » et une bande musique sur « master 2 », mais nous en reparlerons en temps opportun), vers le module multipiste qui ne fait que « driver » vers 1-2, 3-4, 5-6, 7-8.

Il reste la commutation spéciale marquée SOLO : Quand cette touche est enfoncée, le signal stéréo est envoyé sur les bus d'écoute solo, mais en plus, une tension « solo logic » part actionner un relais qui fera basculer prioritairement tout le canal d'écoute studio, quelle que soit sa précédente affectation. Exemple : vous enregistrez 8 modulations mélangées et vous écoutez en cabine la lecture monitor du magnétophone master. Il vous semble que les congas (voie 5) n'apparaissent pas suffisamment à droite. Appuyez sur SOLO de la voie 5. Votre écoute bascule automatiquement de telle sorte qu'il n'y ait plus que les congas en stéréo, comme vous les avez « panoramiqués ». En faisant ce test, il y a deux possibilités : Soit votre panoramique est trop à gauche - facile à corriger -, soit il est bien calé mais le mélange estompe la voie droite. Si c'est le cas il y a deux causes : une ou plusieurs voies font masque ; ou il y a opposition de phase avec d'autres signaux. Dans ce cas, enfoncez un à un les autres boutons SOLO pour recréer progressivement le mélange total. Il se peut que la basse qui est tout à droite soit en opposition de phase avec nos congas. Ceci pour dire qu'il est très rare d'avoir à sa disposition une écoute SOLO stéréo. Souvent elle est prise avant panoramique. Pas sur le modèle « ODDY Théâtre » de RADIO PLANS !

Voilà, nous avons fait le tour d'une voie mono complète jusqu'aux bus.

Toute cette littérature a dû ennuyer à l'extrême le lecteur qui a pour but de profiter de l'opportunité de cette réalisation, pour construire un seul préampli micro à usage domestique ! Toutefois elle était nécessaire aux réalisateurs de tables de mixage ainsi qu'aux utilisateurs actuels ou potentiels, afin de définir comme un TOUT ce que nous allons découper en petits morceaux.



Préampli MICRO/LIGNE : le schéma retenu

Avant de passer à l'analyse du schéma réel de cet étage, il nous a semblé bon de le détailler dans ses grandes lignes grâce au synoptique de la figure 3.

Nous retrouvons ce que nous avons déjà défini, à savoir un commutateur CM 1 qui dirige la modulation provenant d'une prise XLR, soit (c) directement sur le transfo TME, en phase ou phase réverse, soit (b) au travers d'un atténuateur symétrique de 23 dB, soit (a) à l'amplificateur IC_1 par l'intermédiaire de R_6 et à condition que le commutateur soit en position INPUT. Dans ce cas, la modulation ligne machine se trouve mise à la masse par R_7. Si c'est la position MACHINE qui est souhaitée, c'est au tour des sélections INPUT d'être mises à la masse par R_6. Cette précaution de commutation est destinée à réduire au maximum la diaphonie entre IN et MACHINE. Il faut penser en effet que si l'on est en position MICRO et que la ligne MACHINE reçoit une modulation à + 10 dB, on a toutes les chances de l'entendre en surimpression par couplage capacitif. Cette première sécurité réduit considérablement l'effet, et une seconde (que nous verrons avec les voies enregistrement multipiste) garantira une parfaite immunité des signaux de synchros en temps comme le sont les monitors bande.

A la sortie de ce commutateur, le signal - qu'elle que soit sa provenance - est dosé en niveau par un potentiomètre classique ; avant de pénétrer dans l'amplificateur IC_1. C'est là que se situe l'astuce du montage : en effet, cette commande de niveau est insuffisante pour obtenir un bon résultat.

Pourquoi ? Supposons que nous souhaitions un gain total du préampli de 60 dB en position MICRO. TME, comme nous l'avons choisi, nous en donne gratuitement (ou presque !) 20. Il faut que IC_1 en produise 40 et celà est aisé. Maintenant envisageons que la source soit de + 10 dBm symétrique. La commutation de CM_1 en b nous accorde un affaiblissement de 23 dB, ce qui fait que le transformateur ne reçoit plus que − 13 dBm, mais comme il redonne 20 dB, on trouve à sa sortie + 7 dBm sur un amplificateur IC_1 qui était optimisé pour − 40, ce qui demanderait de régler le potentiomètre d'entrée à − 47 dB. Bien entendu ce n'est pas impossible, mais incompatible avec une haute qualité de résultat : le bruit de fond dû à IC_1 (de gain + 40 dB) reste fixe et entache bêtement la meilleure source subissant ce traitement. Comment faire alors ? Il faudrait que IC « encaisse » indifféremment et d'une manière optimale + 7 dBm et − 40 dBm ! Même en mettant en œuvre un ampli non inverseur et en calculant une variation de contre réaction adéquate en théorie, on se trouverait devant un montage instable à souhait. Pour venir à bout de ce problème, il faut envisager de coupler les deux réglages : niveau d'attaque de IC_1 et contre réaction sur ce même IC_1.

Ainsi est-il possible de conjuguer les deux efforts vers le meilleur compromis dynamique/bande passante, bruit résiduel.

Celà pose des problèmes de composants : il faut un potentiomètre double comportant une section log et une deuxième log inverse (CR) si l'on veut étaler correctement le réglage de gain. Inutile de le chercher dans les rayons habituels de votre détaillant préféré, et ne lui en parlez même pas. Il semblait rageant pour l'auteur de voir le matériel américain, anglais, japonais, se défier de ce blocage, et que le pauvre lecteur de RADIO PLANS soit contraint à l'indisponibilité

Fig. 3.

pure et simple. Alors à force de recherches et de patience, l'auteur a réussi à trouver deux solutions : la première consiste en un assemblage particulier de potentiomètres courants, la deuxième est tout simplement un produit tout prêt, de grande qualité, que les établissements SONEREL ont bien voulu se procurer pour les lecteurs de RADIO PLANS. L'auteur remercie tout particulièrement monsieur RACK pour cette décision heureuse.

Une fois ce problème résolu, il devenait possible d'envisager un réglage de gain de 70 dB, tout en conservant une garde > à 10 dB dans le plus mauvais des cas. C'est ce que fait notre maquette et sa nombreuse descendance. Ah, si nous avions été en mesure de nous procurer le potentiomètre que nous voulions, nous l'aurions couplé, sur le même axe que ceux déjà cités, un troisième, linéaire à la sortie du module.. ! Encore quelques dB de bruit en moins pour les hauts niveaux mais il faut parfois se résigner. Il semble étonnant qu'aucun constructeur de potentiomètres n'ait pensé à produire des modèles modulables et facilement composables à la demande, mais c'est ainsi, et ne croyez pas qu'il s'agisse d'une demande particulière de l'auteur : les constructeurs de produits finis sont eux aussi obligés de passer des commandes spéciales.

Une fois le problème d'adaptation de gain résolu dans de bonnes conditions (IC_1 non inverseur), il fallait envisager un étage de sortie tampon afin de ne pas perturber, par une charge extérieure, la contre réaction du précédent. C'est le rôle de IC_2 et, tant qu'à faire, avons-nous profité de sa présence pour adjoindre à notre module deux filtres importants : un coupe haut constitué de I_4 et deux condensateurs, et un coupe bas agissant en contre réaction sur IC_2. Le coupe haut est tout simple : il est réalisé autour de deux condensateurs de valeurs différentes et judicieusement choisis, écoulant les hautes fréquences plus ou moins efficacement (dans la bande audio) vers la masse.

A la sortie de ces filtres, le signal est directement utilisable puisque à basse impédance et transite par la prise insertion avant de filer vers les étages correcteurs.

Le circuit de mesure, totalement indépendant, est identique au modèle proposé pour le AC PARAM. Un circuit redresseur et intégrateur applique sa tension continue à trois comparateurs sollicités par trois tensions de références différentes, permettant de détecter ainsi les niveaux suivants : + 10 dBm, 0 dBm et − 10 dBm. Si les « m » sont mis entre parenthèses sur la figure, c'est pour mentionner qu'un indicateur de ce type peut mesurer en valeur relative des écarts de tensions de IC, soit 20 dB.

La figure 4 illustre l'intérêt que présente ce choix du point de mesure : en fait, on analyse le signal le plus loin possible dans la chaine d'amplification. Ainsi, si l'étage correcteur est fonction et relève une bande de fréquences de 15 dB par exemple, on constate qu'il faut régler le gain de l'étage d'entrée de telle sorte qu'il fournisse au maximum − 5 dBm pour rester dans les

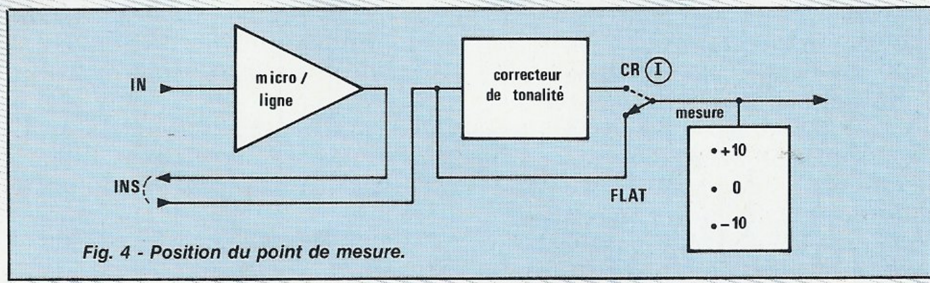


Fig. 4 - Position du point de mesure.

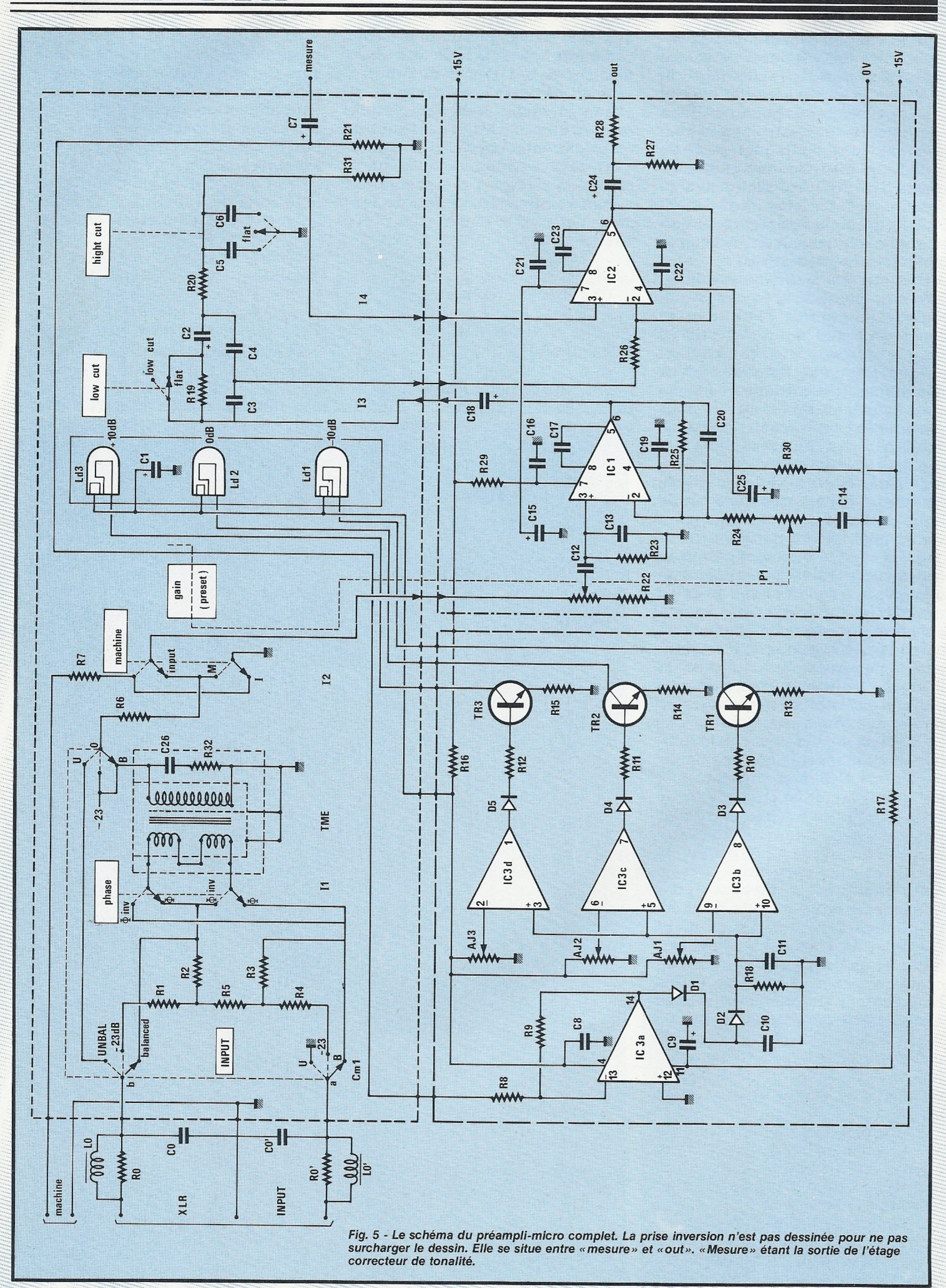


Fig. 5 - *Le schéma du préampli-micro complet. La prise inversion n'est pas dessinée pour ne pas surcharger le dessin. Elle se situe entre «mesure» et «out». «Mesure» étant la sortie de l'étage correcteur de tonalité.*

limites avant saturation. Sans correction, la mesure s'effectuant donc directement après l'étage d'entrée, il serait possible de remonter le gain de 15 dB. Cette disposition permet donc de tenir compte des amplifications non-linéaires produites par les correcteurs, et de les protéger aussi des surcharges appliquées à leurs propres entrées. Délicat problème que l'établissement d'un diagramme de niveaux ! Prochainement, nous vous montrerons celui de notre console.

Le schéma complet

La figure 5 trace de façon un peu particulière le schéma réel complet du module MICRO/LIGNE. En effet, il est découpé en zones un peu curieuses au premier regard, mais elles respectent scrupuleusement les diverses cartes qui composent l'ensemble, et les composants voyagent de l'une à l'autre.

Comme nous avons déjà bien détaillé les synoptiques, nous ne préciserons que les points particuliers au schéma réel. Tout d'abord, on trouve sur la prise XLR un filtre HF optionnel, constitué de L_0, L_0', R_0, R_0', C_0, C_0'. Il sera eventuellement monté directement sur la XLR si on est géné par de puissantes et proches émissions radio.

Le padding de 23 dB est un atténuateur en H construit avec R_1 à R_5. Il conserve la basse impédance d'entrée et la symétrie.

A la sortie de TME, on trouve C_{26} et C_{32} qui sont destinés à régularisez la bande passante haute et ils seront ajustés en observant la transmission des signaux carrés. Puis, on arrive au fameux potentiomètre P_1 ! Les résistances R_{22} et R_{24} serviront respectivement à garantir le suivi de la gravure de façade, soit – 10 dB et + 60 dB. Nous en reparlerons au moment des réglages.

A la sortie de IC_1, on attaque le filtre passe-haut (ou coupe-bas, ou LOW-CUT), réalisé autour d'un montage à alimentation contrôlée de gain unité (IC_2), garantissant à la fois : stabilité en fréquence, impédance d'entrée élevée, impédance de sortie basse, et une excellente linéarité de la partie plate du tracé amplitude/fréquence. Quand le circuit est mis en marche, la résistance R_{19} (10 M ohms) n'intervient pas sur l'efficacité du filtre. Par contre, quand elle est pontée par I_3, le filtre n'agit plus et on retrouve la linéarité exigée. Ce système simple évite tout bruit de commutation.

A l'entrée positive de IC_2, I_4 permet de connecter à la masse deux condensateurs de valeurs différentes, réalisant ainsi un coupe-haut, donnant le choix entre deux fréquences de coupure différentes. I_4 étant un modèle à 3 positions tenues, la mise au centre assurera l'absence de coupe-haut.

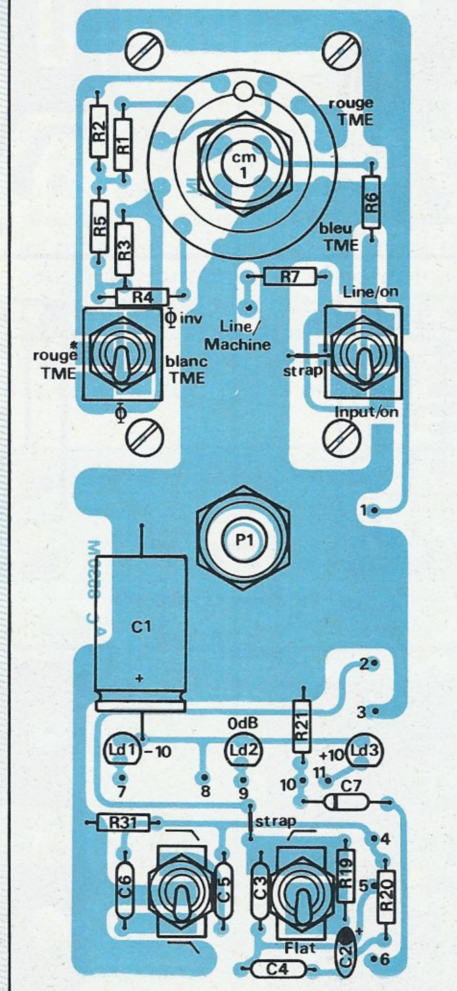
Comme nous l'avons dit, le signal utilisable est disponible à la sortie de IC_2.

Il ne reste plus que le petit indicateur 3 états, qui se passe de commentaire. Rappelons qu'il a déjà été décrit dans le numéro 444 de RADIO PLANS, pour le AC PARAM. Il faut remarquer toutefois, les transistors TR_1 à TR_3 qui servent d'interface aux Led. On évite ainsi de trop tirer en courant sur les sorties de IC_3.

Réalisation pratique

La construction de ce module est un peu particulière (une fois de plus !) mais elle permet de regrouper pa mal de choses dans un volume relativement restreint, d'assurer une disposition rationnelle des commandes, de garantir une maintenance facile et un choix de composants d'encombrements divers. Ce résultat a été possible grâce à 4 circuits imprimés montés dans trois plans différents.

Tout d'abord une carte (dont le dessin et l'implantation des composants sont donnés figure 6) regroupe tous les éléments apparaissant sur la face avant : Cm_1, I_1 à I_4, Ld_1 à Ld_3 et P_1. Il faut noter que P_1 est vissé par son canon sur le circuit et que son axe se prolonge pour traverser la plaque avant. De plus, les interrupteurs sont montés de façon inhabituelles. Ce sont des modèles miniatures classiques, mais soudés directement sur le circuit imprimé. Pour ce faire ; il faut que les trous de passage des cosses soient rectangulaires. C'est pourquoi, on voit sur le dessin deux petits trous côte à côte pour chaque cosse : on percera ces trous à 1,2 cm et on les reliera en inclinant la perceuse, de



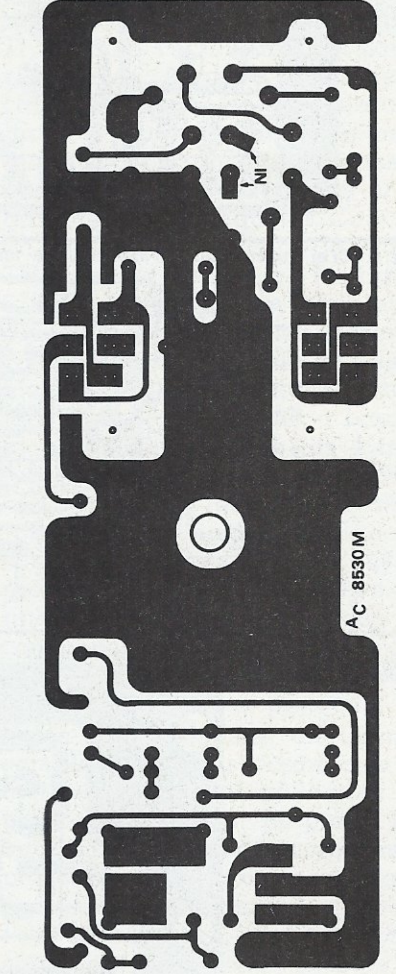


Fig. 6 - CI et implantation de la plaque porteuse des commandes.

sorte que le foret élimine la partie restant entre eux. On obtient de cette façon un trou de 1,2 × 2,6 qui admet les cosses destinées au cablage traditionnel.

Pour garantir une parfaite mise en place de tous ces composants, il est impératif d'utiliser la face avant percée comme gabarit et de les souder seulement une fois bien mis en place dans celle-ci.

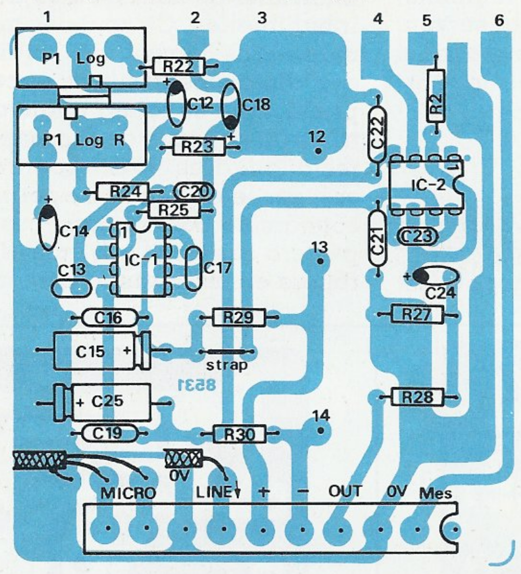
Cm_1 n'échappe pas à la règle et Ld_1 à $_3$ non plus. Celles-ci sont en effet décollées du circuit et doivent ne laisser apparaitre que leur extrémité bombée. Pour Cm_1, on a utilisé un modèle bien connu désormais des lecteurs. C'est un 4 circuits, 3 positions, dont un circuit est entièrement mis a la masse. Si vous ne trouvez pas le modèle prévu pour circuit imprimé, vous pouvez quand même acheter sans crainte celui à cosses, et vous couperez à la pince la partie destinée à accueillir des fils.

La figure 7 définit ce que l'on pourrait appeler la partie active audio. C'est elle qui porte les broches du petit connecteur effectuant toutes les liaisons avec l'extérieur. On montera bien sûr les intégrés sur supports. La fixation de P_1 prévoit plusieurs combinaisons de potentiomètres, mais nous en reparlerons dans un chapitre spécial.

L'indicateur 3 états complet (sauf les Led) est câblé comme indiqué figure 8. IC_3 sera aussi monté sur un support approprié à sa taille.

Le circuit dessiné figure 9 est destiné à porter le transformateur TME. Il est spécifiquement adapté au SD 141 B que procurent les établissements MILLERIOUX. La liaison mécanique avec le CI de la figure 6 se fera par 4 petites colonnettes de 10 ou 15 mm. Le lecteur peut trouver ridicule de monter ce si petit transformateur sur un circuit indépendant, alors qu'il aurait été si simple de rallonger la plaque de base figure 7. C'est vrai, mais l'auteur a voulu permettre à tous ceux qui possèdent des transfos de récupération de les monter sur ce module, sans avoir à tout reconsidérer.

Fig. 7 - CI et implantation de la carte principale.



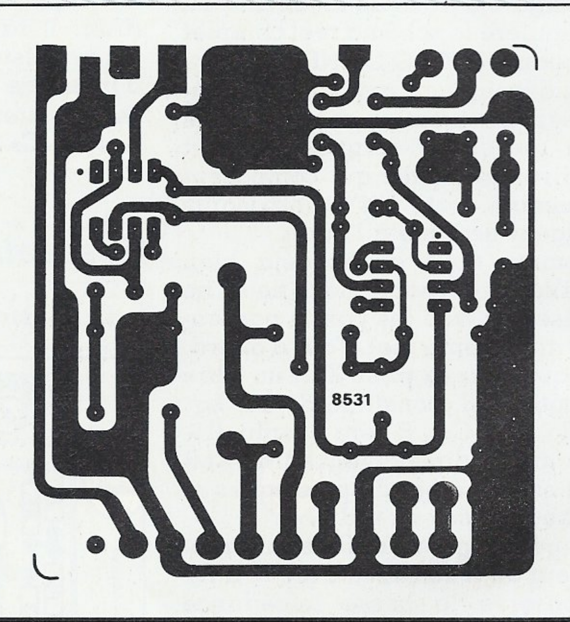
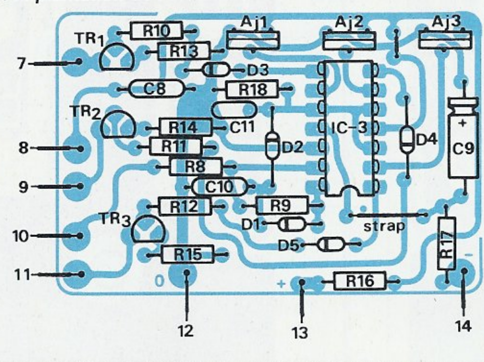


Fig. 8 - CI et implantation de l'indicateur de niveau.



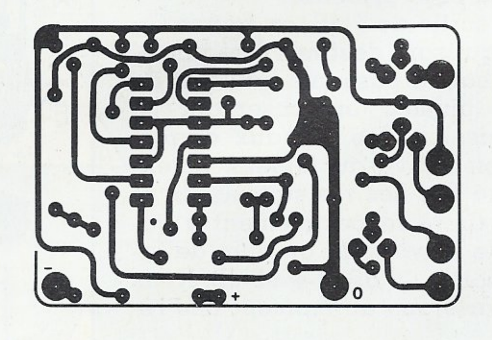
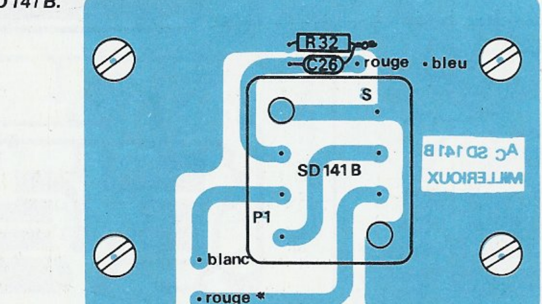
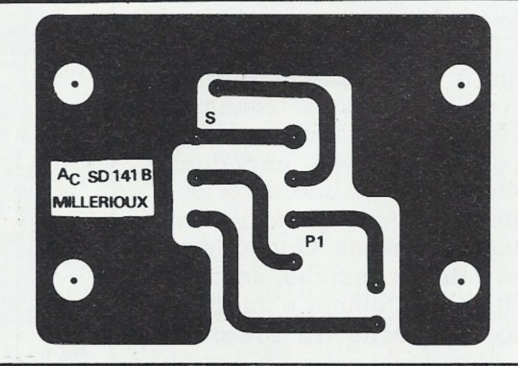


Fig. 9 - CI et implantation du transformateur Millerioux SD 141 B.





Ainsi on aura possibilité de trouver la place pour les CIT, BELIN, SIEMENS (voir photos) qui, comme le révèle la présence du stylo feutre, sont beaucoup plus gros - et plus lourds - que le SD 141 B. Néanmoins il n'y aura pas de problème ni de place ni de fixation : il suffira de concevoir un autre petit CI adaptateur que celui-ci. L'essai a été fait par l'auteur avec succès.

Comment réaliser P_1

Nous avons dit que P_1 était un modèle spécifique puisqu'il comporte à sa partie supérieure un 10 k log et à sa partie inférieure un 10 k log réverse (ou 10 kF). Il y a beaucoup de solutions faisant appel au bricolage et qui sont plus ou moins délicates à mener à bien. Nous en donnerons une très simple et possible avec les RADIOHM et certains MATTERA, mais nous conseillons vivement d'utiliser les modèles SFERNICE 10 KL, 10 KF, spécialement approvisonnés par SONEREL, pour lesquels nous avons conçu une mini carte d'adaptation. Ces potentiomètres sont plus petits que les autres (mais quelle qualité !), et comportent deux broches supplémentaires destinées à une éventuelle mise à la masse de l'axe métallique et à assurer une parfaite rigidité de fixation.

Tout ceci est illustré figure 10 et se passe de littérature complémentaire.

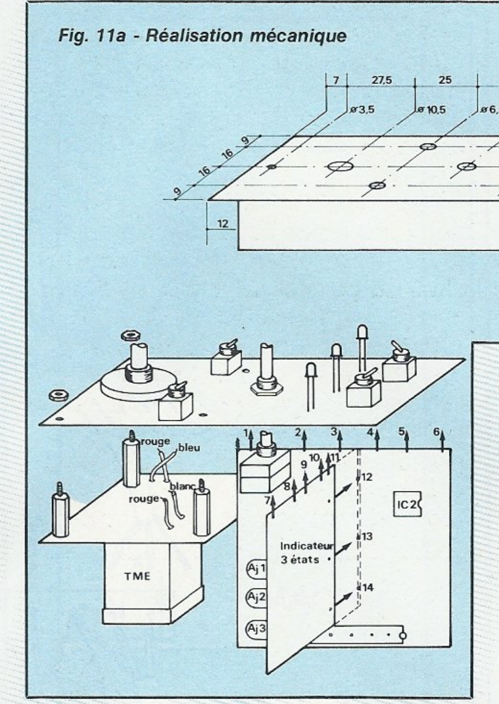


Fig. 11a - Réalisation mécanique

Assemblage mécanique et câblage

La figure 11 regroupe les phases d'assemblage mécanique et de câblage.

Voyons dans un premier temps la mécanique : le plan d'usinage complet de la face avant est donné en haut figure 11 a. Si vous décidez de tout réaliser vous même dans du U de 25 × 50 × 25 anodisé brut, il faudra tout repérer avec grande précision. Si vous vous procurez par la rubrique « services » le module coupé de longueur et sérigraphié, le repérage est tout fait : il suffit de percer au bon endroit et au bon diamètre. Les décrochements de 12 et 17 sont destinés à effectuer les fixations du module sur les barres H et I du chassis. La figure 12 donne une idée de l'aspect des faces avants et arrières.

Comme nous l'avons conseillé, la plaque porteuse des éléments de commandes est à assembler en tenant compte de la face avant percée.

Pour construire le bloc complet, on procédera impérativement comme suit : Engager la plaque de l'indicateur dans les trous 12, 13 et 14 dela plaque « active » (toutes les liaisons 1 à 14 se feront par des pattes de résistances précieusement conservées pendant le cablage des composants).

Engager le canon du potentiomètre dans le trou prévu et faire correspondre les points de liaisons 1 à 11. Bloquer l'écrou de P_1 et souder ces points. Avant d'assembler la carte du tansfo, on effectuera les liaisons blindées A et B comme indiqué sur la figure. Pour le passage des câbles, on s'aidera des photographies de la maquette. Ceçi fait, on câblera les 4 fils de la plaque TME comme l'indiquent les figures 6 et 9 (2 rouges, un bleu et un blanc) ; alors on pourra visser les colonnettes à la plaque de base et mettre en place définitivement la face avant. On veillera à bien régler les contre-écrous les 4 interrupteurs pour que le circuit imprimé soit parallèle à la plaque avant.

Pour ce qui est du cablage du connecteur, nous conseillons de préparer une plaque de fiches destinée aux essais, mais de ne pas commencer le câblage réel sur le chassis. Nous décrirons celui-ci quand nous aurons plusieurs modules pour constituer une tranche complète, et nous donnerons une méthode précise et facile pour préparer des torons propres, bien adaptés. Mais rien n'empêche de procéder aux essais en respectant précisément le plan de la figure 11. Pour les réglages, on reliera provisoirement les bornes « mesure » et « out ».

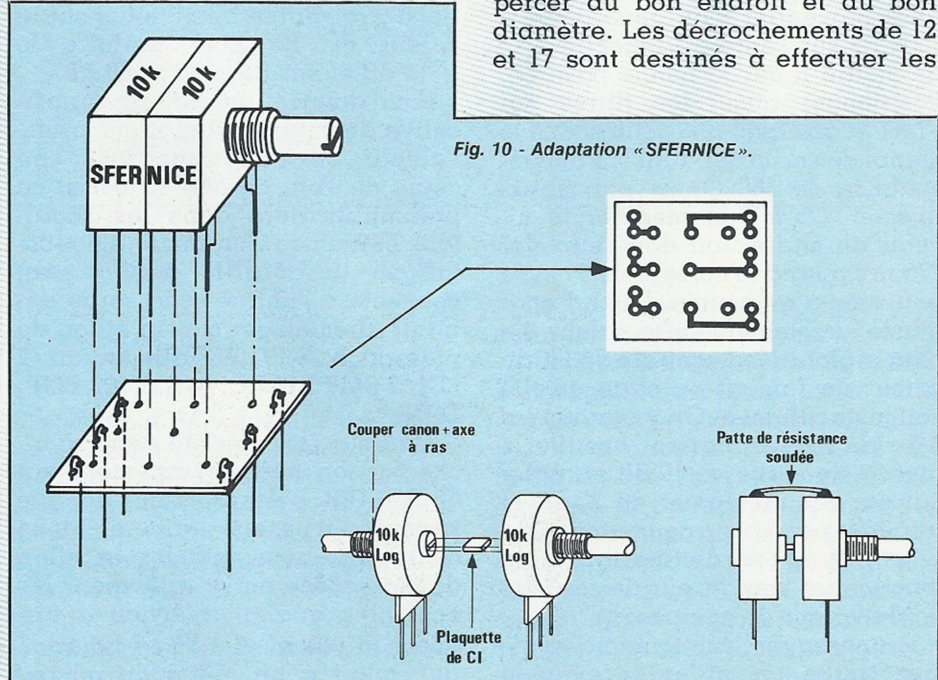


Fig. 10 - Adaptation « SFERNICE ».

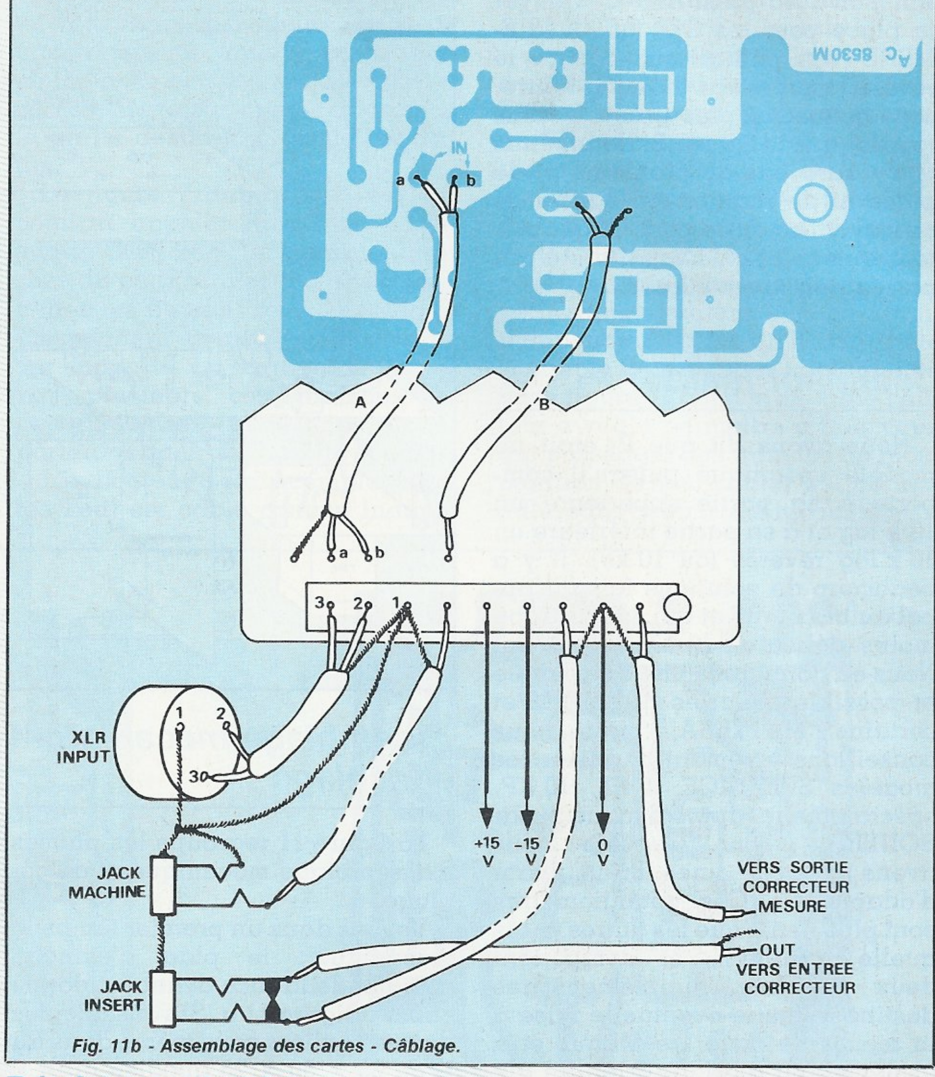


Fig. 11b - Assemblage des cartes - Câblage.

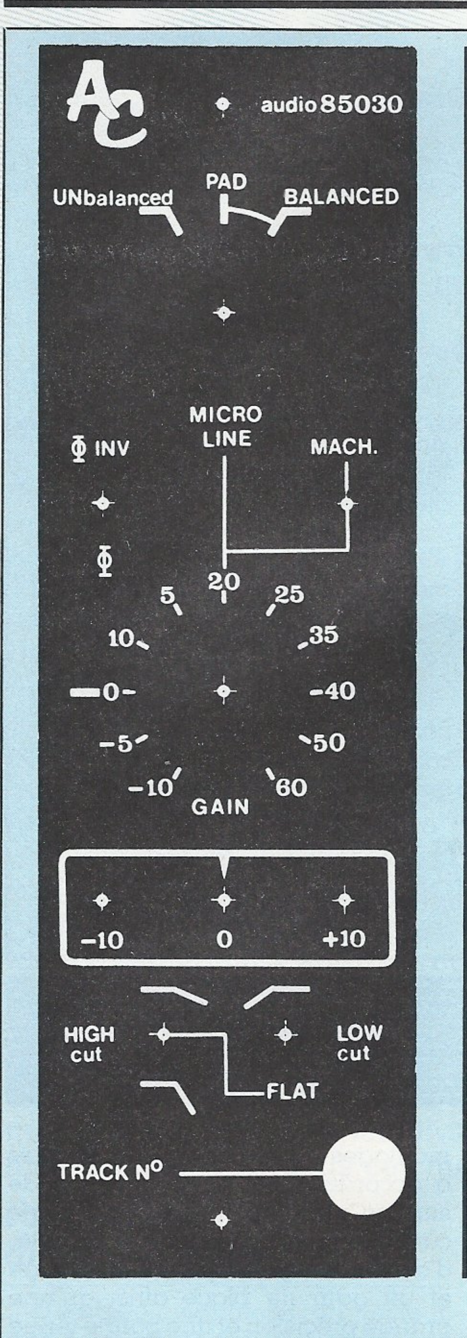
Réglages et mise en route

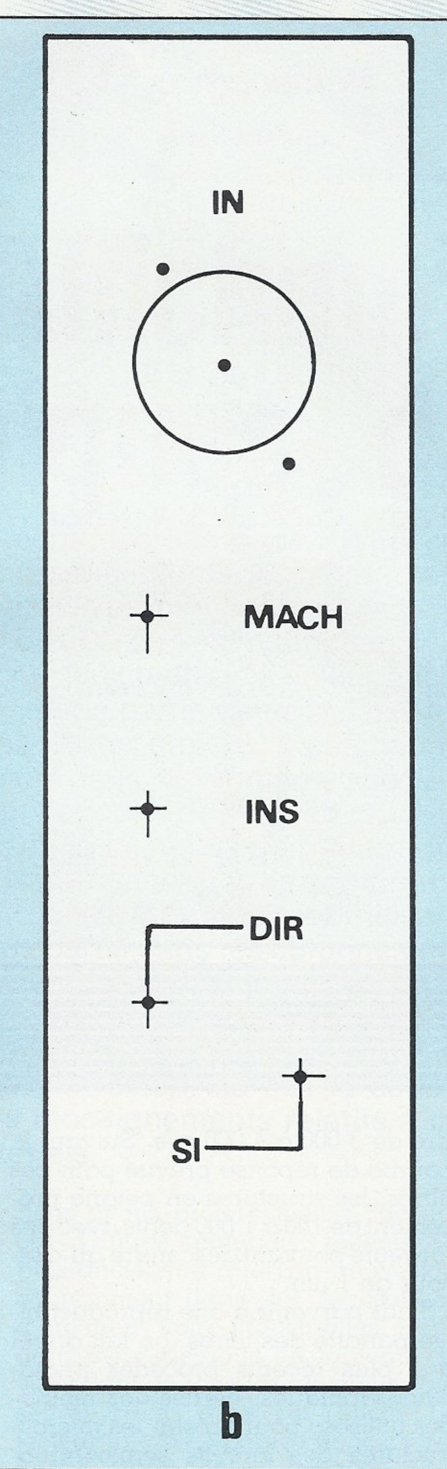
La meilleure façon de procéder est de commencer par injecter le signal provenant d'un générateur à 1000 Hz sur l'entrée « machine » et de mettre I_2 sur la bonne position. Positionner aussi les filtres sur FLAT et observer à l'oscilloscope le signal de sortie débitant sur une résistance de 560 Ohms provisoire. Injecter 775 mV et mesurer le niveau de sortie : on doit retrouver 775 mV quand le curseur de P_1 est à peu près à mi-course. Quand on a ajusté exactement cette valeur, on peut régler la led centrale de l'indicateur en faisant en sorte qu'elle soit juste allumée. On y parviendra à l'aide de AJ_2. Baisser ensuite le niveau de sortie de 10 dB et régler Ld_1 par AJ_1. Remonter de 20 dB et terminer par AJ_3 qui commande Ld_3. C'est fini, et tout doit parfaitement fonctionner sauf erreur de câblage ou de valeur de composant.

Pour essayer l'entrée micro en asymétrique, on veillera à ce que le point chaud soit en 3 de la XLR et la masse en 2. On pourra vérifier l'exactitude de la gravure de façade. Si un écart trop désagréable était constaté, on aurait la possibilité d'y remédier ainsi : Jouer sur la valeur de R_{22} pour parfaire le − 10 dB et sur R_{24} pour + 60 dB.

Pour donner une valeur significative du rapport signal sur bruit, l'auteur cite une anecdote : au cours de l'été dernier il testait ce préamplificateur dans les conditions suivantes : un micro électrostatique NEUMANN M 367 était connecté à l'entrée et la sortie débitait directement sur un étage de puissance STUDER alimentant 2 LE4, 2 6417 ALTEC, et 2 A 402 ELIPSON.

L'auteur était assisté dans sa tâche par son maître et ami monsieur CHARRIER. Après une longue séance d'essais divers tous conluants, nous faisions le bilan dans la pièce ou se trouvaient les enceintes quand un avion a traversé la pièce : c'était un bourdon qui volait à un mètre du micro !





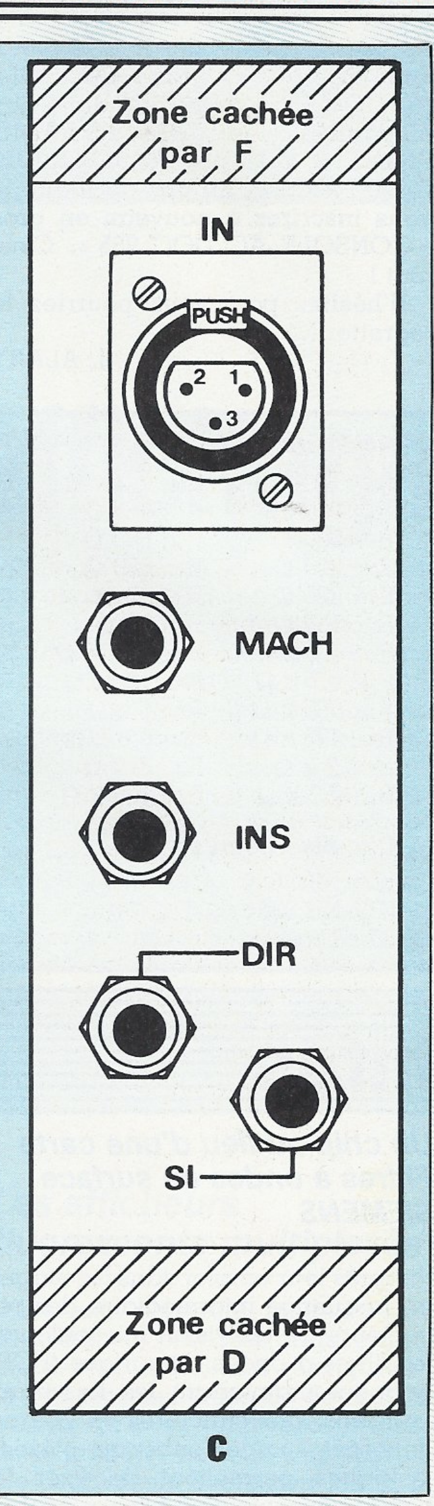


Fig. 12 - Face « avant » et « arrière » du module micro/ligne.

Quand il a été chassé courtoisement le silence total s'est installé.

Conclusion

Voici détaillé le module que nous considérons comme étant un des maillons majeurs de notre console. Le mois prochain nous verrons deux modules : le correcteur paramétrique mono et le 4 bandes stéréo. Bon travail, et pensez à consulter la rubrique « SERVICES » pour vous simplifier la vie : de bonnes surprises vous attendent !

Services

Ce mois-ci vous pourrez vous procurer les éléments suivants :
— Un circuit imprimé de 200 × 300, sérigraphié des deux côtés (côté composants et côté cuivre), comportant 10 circuits différents et permettant de réaliser le préampli micro/ligne (5 cartes), mais aussi le correcteur mono que nous décrirons le mois prochain (1 carte) et le module départs-auxiliaire à suivre (4 cartes). Cette formule à très faible coût ne demande plus qu'à graver et percer, et revient moins cher que de réaliser soi-même. Bien entendu il s'agit de verre epoxy 16/10, 35 microns.
— La face avant, sérigraphiée marron, étuvée (comme notre maquette) et prête à être usinée. Une feuille de protection adhésive évitera toute rayure pendant la mécanisation et sera fournie avec chaque module.
— Enfin, des blocs de 3 faces arrières en PVC de 5 mm blanc, sérigraphié noir également protégés.

Pour de plus amples renseignements, procédez comme le mois dernier : Une enveloppe self adres-

sée et affranchie, derrière laquelle vous inscrirez en gros « CONSOLE AC DOC 285 ». Mettez là dans une autre enveloppe adressée à RADIO PLANS, 2 à 12 rue de BELLEVUE, 75940 PARIS et au dos de laquelle vous inscrirez à nouveau en gros « CONSOLE AC DOC 285 ». C'est tout !

N'hésitez pas, vous pourriez le regretter...

J. ALARY

Nomenclture

Résistances

R_0, $R_{0'}$: 10 k Ω
R_1 : 220 Ω
R_2 : 220 Ω
R_3 : 220 Ω
R_4 : 220 Ω
R_5 : 150 Ω
R_6 : 4,7 k Ω
R_7 : 4,7 k Ω
R_8 : 680 k Ω
R_9 : 470 k Ω
10 : 2,2 k Ω
R_{11} : 2,2 k Ω
R_{12} : 2,2 k Ω
R_{13} : 680 Ω
R_{14} : 680 Ω
R_{15} : 680 Ω
R_{16} : 82 Ω
R_{17} : 82 Ω
R_{18} : 3,3 M Ω
R_{19} : 10 M Ω
R_{20} : 1 k Ω
R_{21} : 6,8 k Ω
R_{22} : 680 Ω
R_{23} : 100 k Ω
R_{24} : 68 Ω
R_{25} : 10 k Ω
R_{26} : 10 k Ω
R_{27} : 10 k Ω
R_{28} : 47 Ω
R_{29} : 100 Ω
R_{30} : 100 Ω
R_{31} : 33 k Ω
R_{32} : voir texte

Circuits intégrés

IC_1 : NE 5534
IC_2 : NE 5534 ou TLO71
IC_3 : TL Ø84

Condensateurs

C_0 et $C_{0'}$: 470 pF
C_1 : 100 µF, 25 V
C_2 : 10 µF, 25 V, vertical
C_3 : 0,1 µF
C_4 : 0,1 µF
C_5 : 22 nF
C_6 : 10 nF
C_7 : 6,8 µF, 25 V
C_8 : 0,1 µF
C_9 : 10 µF, 25 V
C_{10} : 1 nF
C_{11} : 470 pF
C_{12} : 22 µF, 25 V, vertical
C_{13} : 47 pF
C_{14} : 220 µF, 6 V, vertical
C_{15} : 10 µF, 25 V
C_{16} : 0,1 µF
C_{17} : 22 pF
C_{18} : 100 µF, 6 V, vertical
C_{19} : 0,1 µF
C_{20} : 22 pF
C_{21} : 0,1 µF
C_{22} : 0,1 µF
C_{23} : 22 pF
C_{24} : 100 µF, 20 V, vertical
C_{25} : 10 µF, 25 V
C_{26} : voir texte (22 pF)

Diodes

Ld_1, Ld_2 : LED 5 mm vertes
Ld_3 : LED 5 mm rouge
D_1 à D_5 : IN914 ou équiv.

Transistors

TR_1, TR_2, TR_3 : BC547 ou équiv.

Divers

Circuits imprimés
Face avant
Boutons (2)
Connecteur 9 broches M +F)
Colonettes 15 mm
2 vis Ø2,5 mm, L: 5 mm (TME)
4 vis Ø3 mm, L: 10écrous
2 supports CI 8B + 1 de 14 B
AJ_1, AJ_2, AJ_3 : 10k mini vertical
I_1 : Invers. mini 2 pos, bipolaire
I_2 : Invers. mini 2 pos, bipolaire
I_3 : Invers. mini 2 pos
I_4 : Invers. mini 3 pos tenues
Cm_1 : Commutateur 4 circuits, 3 positions
L_0, $L_{0'}$: Selfs 50 µH (7 tours de 5/10 sur tore ferrite)
P_1 : 10 kL + 10 kF SFERNICE (voir texte)
TME: Transfo SD 141 B MILLERIOUX

Infos

Un chip au lieu d'une carte Filtres à ondes de surface SIEMENS

Après leur emploi dans les étages en fréquence intermédiaire des récepteurs de télévision en couleurs, les filtres à ondes de surface (FOS) gagnent maintenant les faisceaux hertziens. Des structures en peigne déposées sur des substrats piézoélectriques permettent de fixer la bande passante d'un filtre avec une précision inégalée à ce jour. Un chip de cristal de quelques millimètres carrés seulement remplace une pleine poignée de composants. Les laboratoires de recherche de Siemens sortent des filtres à ondes de surface destinés aux systèmes de transmission par faisceaux hertziens (140 Mbit/s) et capables de filtrer 1920 voies téléphoniques.

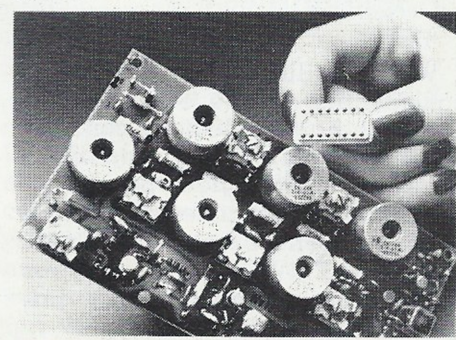
Les filtres à ondes de surface au niobate de lithium ($LiNbO_3$) ou à quartz sont opérationnels de 10 MHz à 1 GHz. La vitesse de propagation de l'onde sur la surface de ces monocristaux piézoélectriques est de l'ordre de 3 000 à 4 000 m/s. Suivant la courbe de réponse prévue pour ces filtres, les structures en peigne présentent de 100 à 1 000 dents avec des largeurs pouvant descendre au-dessous de 1 µm.

Pour parvenir à une reproductibilité parfaite des filtres, on fait appel aux plus récents procédés photolithographiques, hérités des méthodes utilisées pour obtenir les microstructures des circuits semiconducteurs à très haute densité d'intégration. La dispersion admise pour la largeur des dents n'est que de 50 nm. Dans ces conditions, l'incertitude sur la fréquence centrale est de 20 ppm.

Le filtre à ondes de surface ainsi obtenu et destiné aux faisceaux hertziens de 140 Mbits/s ne s'écarte que de 0,1 dB de la valeur projetée de la fonction de transfert. Pour une ondulation pouvant atteindre 1 ns, le temps de propagation de groupe reste constant. Le chip en $LiNbO_3$ mesure 2,5 × 16,0 mm.

Les filtres utilisés jusqu'ici dans les faisceaux hertziens étaient des montages LC volumineux et difficiles à accorder. Les filtres à ondes de surface remplacent désormais une carte à circuits imprimés complète, d'où une simplification du montage et un gain de place ainsi qu'une grande précision et une bonne tenue aux écarts thermiques.

En dehors du filtrage proprement dit, de nouvelles applications, partiellement inédites, s'offrent aux filtres à ondes de surface. Ce sont le retard des signaux de l'ordre de la microseconde, la génération de porteuses HF ayant un faible bruit de phase et le traitement rapide de signaux.



RTIE... 1RE PARTIE... 1RE PAR

Afficheurs et techniques d'affichage

Dans bon nombre de réalisations décrites dans RP/EL, le lecteur découvre ici et là, de nombreux montages mettant en œuvre des afficheurs digitaux. Dans la plupart des cas, ceux-ci de type « sept segments » à LED ou LCD servent d'affichage de mesure ou de comptage. Mais ces deux matériels et leur mise en œuvre ne représente qu'une infime partie de ce qui existe en ce domaine. Encore faut-il se limiter aux seuls afficheurs que l'on peut se procurer facilement dans le commerce spécialisé, ainsi, bien entendu, que leurs circuits de mise en œuvre. L'article que nous proposons ce mois-ci, n'a pas la prétention d'être exhaustif, loin s'en faut, il traite néanmoins de nombreux types d'afficheurs différents ainsi que de la façon de les utiliser. Identiquement aux autres articles parus dans les colonnes de Radio Plans et traitant pour l'un de la température et des problèmes de thermométrie et pour l'autre des capteurs et de leurs utilisations, le lecteur pourra mettre à profit ce troisième article consacré aux afficheurs en utilisant selon les cas la schémathèque donnée, où les divers renseignements relatifs à la mise en œuvre de tous ces matériels.

Présentation des différents matériels

D'emblée, signalons au lecteur que nous avons volontairement fait abstraction des afficheurs très spéciaux des domaines militaires ou aéronautiques. Difficiles à se procurer, fort onéreux, possédant généralement des logiques de commande incompatibles avec nos circuits usuels, nous avons préféré mettre l'accent sur d'autres matériels, récents ou plus anciens et que l'on trouve fort couramment dans des réalisations d'amateur, voire industrielles. Nous donnons ci-dessous un tableau récapitulatif de tous les afficheurs qui seront traités dans cet article. Le lecteur intéressé pourra donc s'y reporter utilement en fonction d'un problème particulier.

Type de l'afficheur	Format	Mise en œuvre	Remarques
Fluorescent	7 segments	multiplexage	—
Fluorescent	7 segments	non multiplexé	Basse tension
à gaz	décimal	non multiplexé	Type « nixie haute tension
LED	7 segments	non multiplexé	
LED	7 segments	multiplexage	—
L.C.D.	7 segments	non multiplexé	—
L.C.D.	7 segments	multiplexage	—
filaments	7 segments	non multiplexé	basse-tension

Afin de fixer au mieux les esprits sur chacun d'eux, en premier lieu nous décrirons chaque matériel, donnant, de-ci de-là, des références de modèles connus, et en second lieu, un ou plusieurs schémas permettant de les utiliser dans diverses configurations possibles. Et, comme nous l'avons souligné au début de cet artice, nous ne nous limiterons pas aux seuls cas fort exploités du comptage et de la mesure, proposant comme à notre habitude des schémas attractifs de réalisations nouvelles ou différentes de celles qu'on trouve généralement en ce domaine. Après ce préambule nécessaire pour la suite de cet article, passons derechef au premier de nos afficheurs.

Les afficheurs fluorescents multiplexés

En fait, plusieurs modèles sont couramment proposés dans le commerce et nous donnons aux **figures 1** et **2** la représentation de deux d'entre-eux qu'il est relativement facile de se procurer pour un prix abordable. L'afficheur fluorescent de la **figure 1** est un modèle multiplexé à 9 digits. Celui-ci est formé d'une enceinte en verre de forme parrallélipidédique rectangle plat dans laquelle on a effectué un vide aussi poussé que possible. Les différents segments qui constituent les caractères sont recouverts d'une substance fluorescente et sont rapportés sur un support anodique. Ils sont séparés galvaniquement, et représentent chacun une anode. Une très fine grille ajourée sur laquelle se trouve un filament très fin formant la cathode est placée par dessus les caractères. Sur la face inférieure de la fenêtre est appliquée une couche

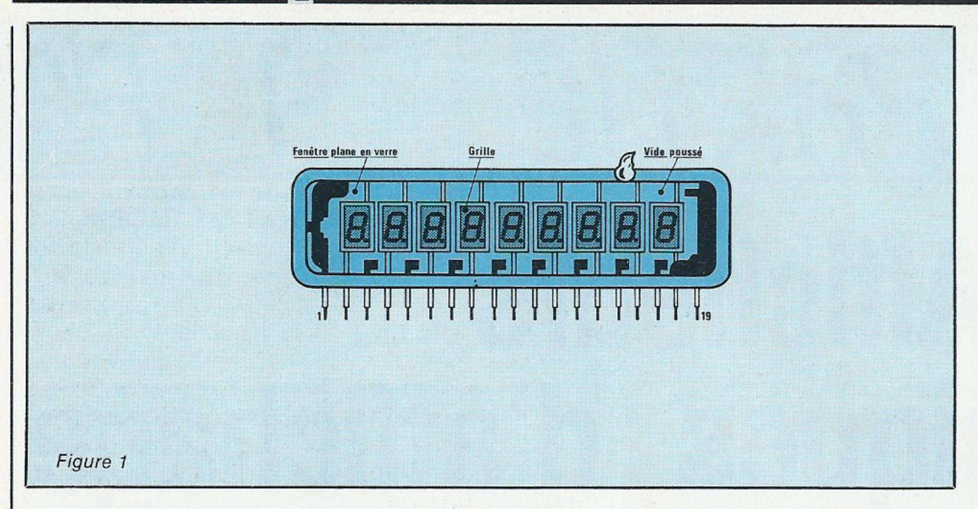


Figure 1

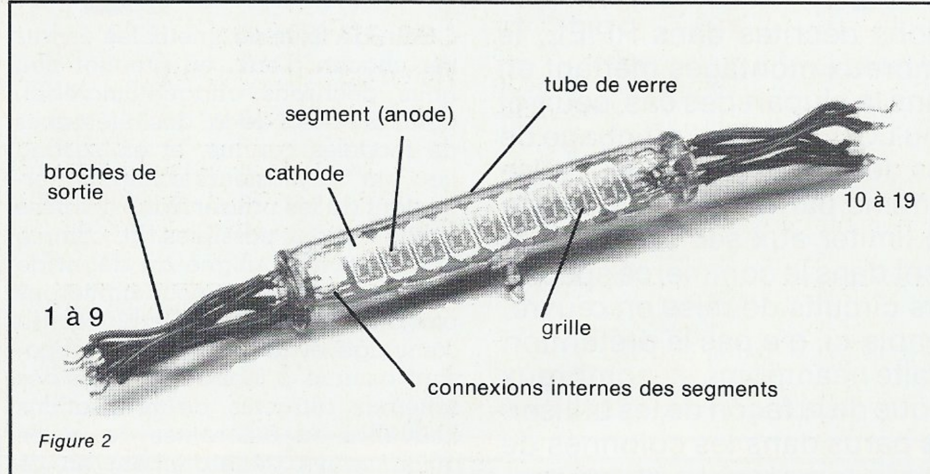


Figure 2

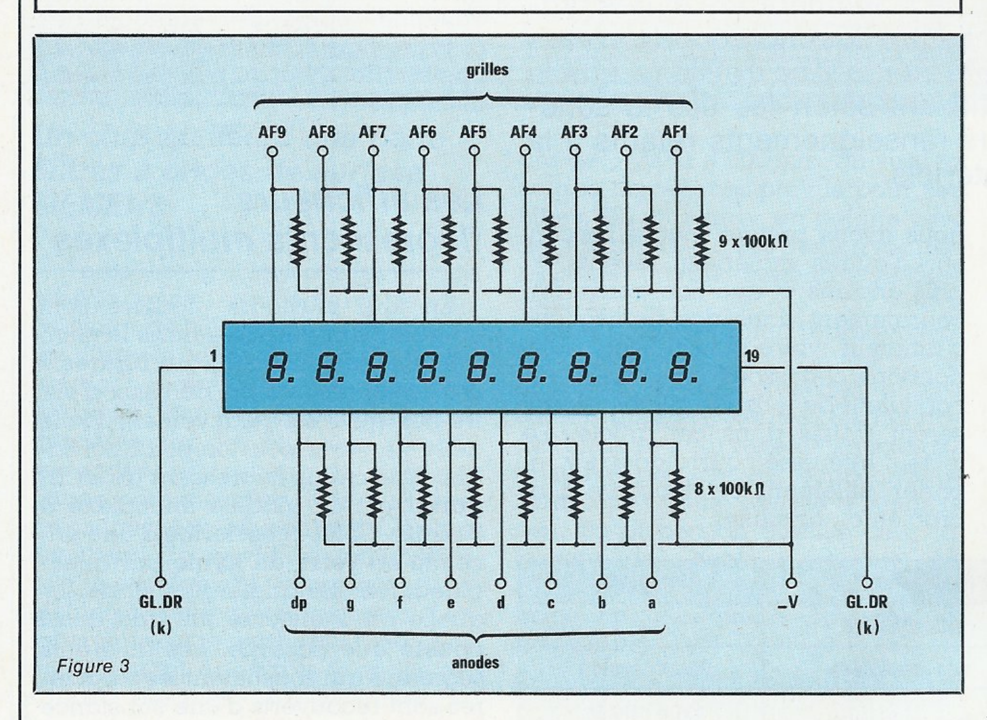


Figure 3

conductible transparente portée au même potentiel que la cathode. Les différentes connexions internes sont reliées par des fils très fins aux broches de sortie qui sont au nombre de 19 pour un tel afficheur à 9 digits multiplexés. Nous trouvons en effet :

— 9 broches correspondant chacune à un digit.

— 7 broches correspondant aux sept segments de chaque digit.

— 1 broche pour le point décimal.

— 2 broches pour l'alimentation.

A la **figure 2** est représenté un type d'afficheur similaire mais dont l'enceinte vide d'air est formée d'un tube cylindrique en verre. Pour ce modèle d'un nombre de digits identiques au précédent, il y a encore 19 connexions de sortie correspondant respectivement aux digits, aux segments et à l'alimentation.

Le fonctionnement est des plus simples et l'on peut faire un parallèle certain avec le tube électronique. Les électrons sont émis thermiquement par la cathode et attirés par la grille. Lorsqu'ils percutent l'anode rendue positive, il y a illumination du matériau fluorescent appliqué sur cette électrode. Si l'on désire illuminer plusieurs segments de façon à visualiser un ou plusieurs chiffres, il convient d'appliquer à ces différents sements une tension positive :

Eu égard à ce fonctionnement et à l'illumination des segments de manière à former un caratère déterminé, il apparaît pour ce type d'afficheur une précaution particulière à prendre si l'on ne veut pas produire d'illumination non souhaitée d'un segment. En effet, dans le cas particulier où il n'existe aucune d.d.p. entre grille et anode, des électrons peuvent dans certaines conditions être réceptionnés par l'anode, illuminant de ce fait un segment. Pour se prémunir de ce phénomène, il faut rendre la grille négative par rapport à la cathode. A ce moment les électrons vont être repoussés au lieu d'être attirés. Pour les modèles multiplexés que nous décrivons, cette méthode donne la possibilité très simple d'éteindre un ou plusieurs digits à l'aide des grilles correspondantes. En tout état de cause on retiendra que pour garantir une extinction parfaite des segments, il faut rendre anode et grille négatives par rapport à la masse et la cathode positive. Dans ces conditions nous arrivons au schéma de mise en œuvre de la **figure** 3.

Sur cette figure est représentée un afficheur fluorescent du même type que ceux dont nous venons d'expliciter le fonctionnement. La technique de commande mise en œuvre est le multiplexage réalisé généralement, comme nous le verrons, à l'aide d'un circuit particulier. Il ne reste plus qu'à mettre en place les 17 résistances de 100 kΩ reliées à un potentiel négatif et destinées comme nous venons de le voir à forcer au niveau logique bas les lignes concernées, afin d'éviter autant que faire se peut les illuminations parasites. Par ailleurs, le circuit intégré de commande fournit tous les signaux chronologiques nécessaires à l'élaboration de l'affichage.

Ce type d'afficheur fonctionne à une tension d'anode et de grille de

quelques 25 V qu'il faudra générer, comme nous allons le voir, à l'aide d'un montage particulier. Le filament cathode est aussi amené à sa température par une tension d'ionisation de quelques volts et nous avons, la plupart du temps, la mise en œuvre d'une tension alternative. En effet, dans ce genre d'afficheur multiplexé à plusieurs digits, il apparaît sur le filament une diminution progressive de d.d.p. par rapport à la masse. Ce phénomène étant relativement important avec une alimentation continue, il s'ensuit que la tension de cathode est différente en plusieurs endroits du filament entrainant selon les segments une luminosité non égale. Ce phénomène étant d'autant plus important que le filament est de grande longueur, cas de nos afficheurs à 9 digits. Pour pallier ce problème, on alimente le filament en alternatif ce qui permet une répartition beaucoup plus régulière des variations de luminosité. Eu égard à cette seconde condition matérielle et technique, concernant la mise en œuvre de tels afficheurs, un circuit spécialisé devra donc assurer d'une part l'élaboration d'une tension négative de quelques 25 volts par rapport à la masse, pour les résistances de rappel destinées à forcer les lignes au niveau logique bas, d'autre part à alimenter le filament à l'aide d'une tension alternative de quelques volts et de fréquence telle qu'elle soit différente de celle du multiplexage afin d'éviter l'apparition de phénomènes de scintillement.

Le schéma de la **figure 4** représente un tel circuit. On utilise pour ce faire un petit montage oscillateur à transistors dérivé des montages COLPITS et HARTLEY, alimenté par une tension continue basse tension, généralement 3 V, et dont le circuit oscillant est constitué, outre les différents éléments constitutifs, par un petit transformateur en pot ferrite. La fréquence d'oscillation est de quelques kilohertz, et par le jeu des différents enroulements du transformateur il est possible d'obtenir, d'une part une tension alternative pour l'alimentation du filament cathode et d'autre part une tension redressée négative par rapport à la masse pour les électrodes de grilles et d'anode.

Nous donnons enfin à la **figure 5** une application particulière pour ce genre d'afficheurs. Il s'agit d'un schéma de petit calculateur fonctionnant à l'aide d'un circuit intégré spécial pour la mise en œuvre d'un afficheur fluorescent à 9 digits multiplexés. L'élaboration des différentes tensions est fournie par le montage donné précédemment et le lecteur s'apercevra aisément qu'outre l'afficheur, l'oscillateur et le circuit de calcul, il ne reste plus qu'à générer le code d'entrée pour en terminer avec un tel montage. Celui-ci est élaboré à l'aide d'un petit clavier matricé. L'alimentation continue de l'ensemble est généralement constituée d'un seul élément 3 V, l'électronique et... ce genre d'afficheur étant de très faible consommation.

Avant d'en terminer sur ce type d'afficheur, précisons au lecteur quels en sont les avantages et les inconvénients. Sans vouloir faire de parallèles poussés entre les différents afficheurs que l'on trouve couramment sur le marché, un avantage indéniable de ce type d'afficheur sur ceux à LED ou à LCD est d'une part, par rapport au premier, une consommation nettement moins importante et d'autre part, par rapport au second d'une « production » de lumière plus importante. Précisons aussi des caractères beaucoup plus visibles et un angle de vision ainsi qu'un contraste nettement plus élevés.

Par contre l'inconvénient majeur se trouve être dans le type d'alimentation de ces matériels. Comme nous l'avons vu, ceux-ci exigent des critères très particuliers de fonctionnement que ne demandent pas les autres catégories d'afficheurs basse tension.

Les afficheurs fluorescents non multiplexés

De constitution identique aux précédents, ces afficheurs sont beaucoup plus simples. Là encore les

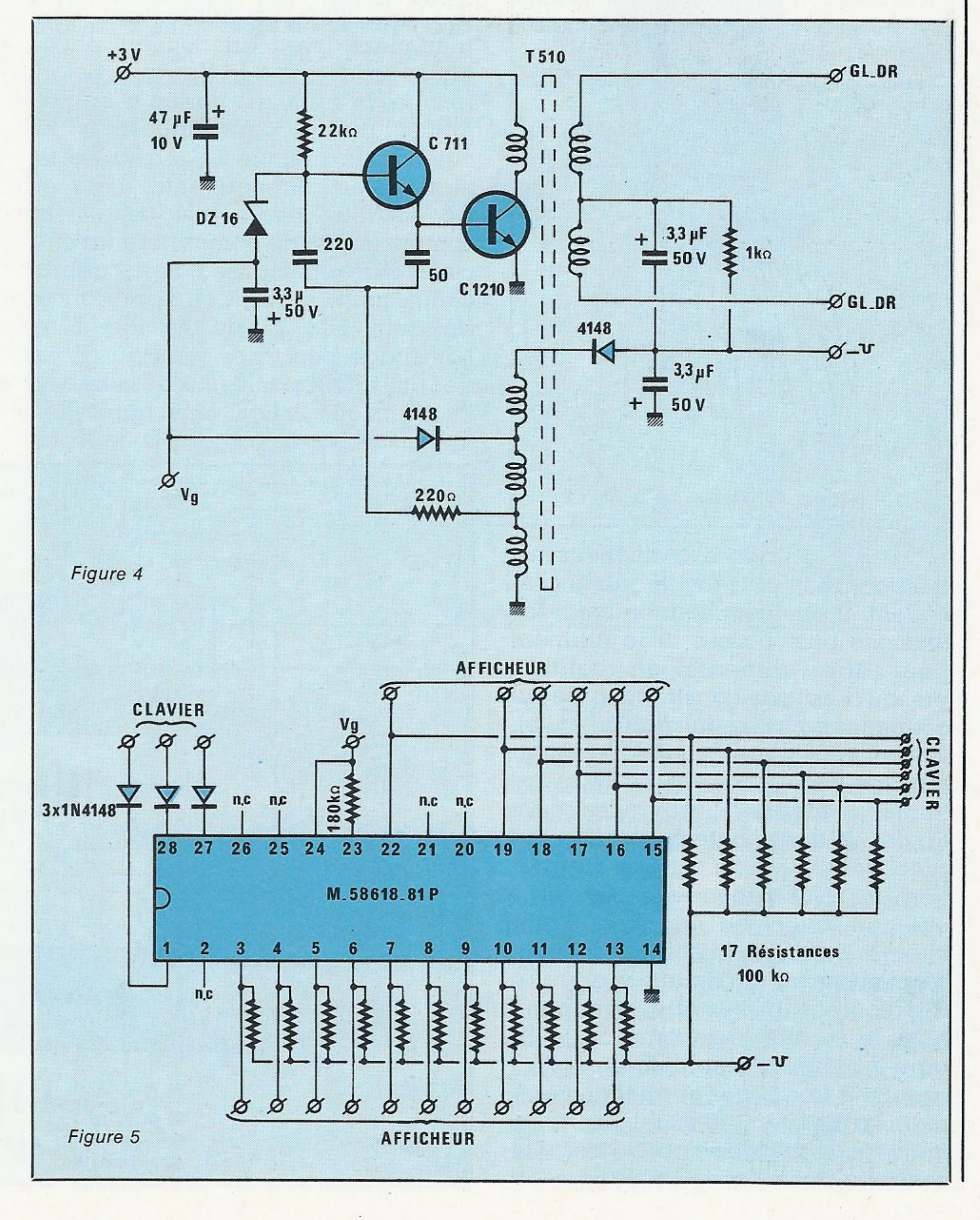


Figure 4

Figure 5

anodes recouvertes de substance fluorescente forment les sept segments d'un digit avec éventuellement une ou plusieurs anodes complémentaires pour générer les signes moins et plus ainsi que le point décimal. Une grille est située par dessus les caractères et sur le dessus de celle-ci est placée la cathode filament. Enfin, une couche conductible transparente est solidaire de la fenêtre et le tout est logé dans une enceinte hermétique en verre dans laquelle on a effectué un vide poussé. Des connexions de sortie complètent l'ensemble dont la représentation est donnée à la **figure 6**.

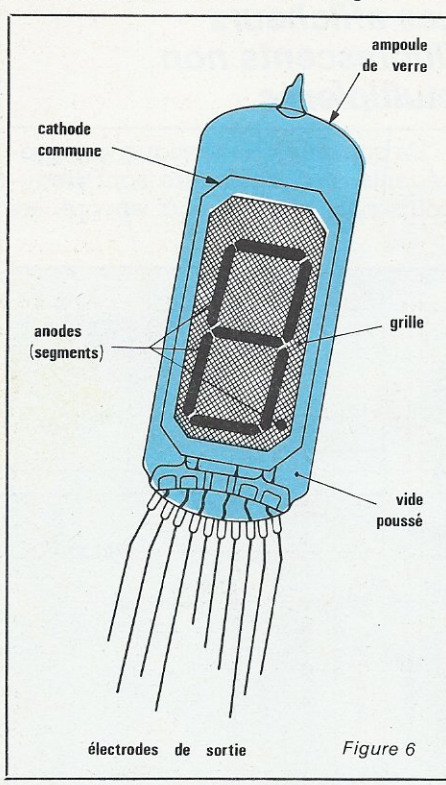


Figure 6

En fait, ce genre d'afficheur est d'élaboration plus facile que le précédent. Il peut fonctionner avec des tensions plus basses et le filament peut être alimenté en continu puisqu'il est par construction beaucoup plus court (1 seul digit à la fois). Par ailleurs, la technique du multiplexage n'étant pas en jeu, il s'avère inutile de mettre en œuvre les résistances de tirage comme dans le cas précédent. Il va de soi que l'utilisation des plus rationnelles est donc obtenue avec un nombre d'afficheurs restreint, ceci permettant d'optimiser au maximum le nombre des composants extérieurs comme nous le montre le schéma de la **figure 7** où un circuit MOS type 4026 associé à une zener permet de commander directement un tel afficheur, mais cet avantage se trouve très vite contrebalancé par le câblage à effectuer dès lors que plusieurs afficheurs doivent être utilisés conjointement. Néanmoins, utilisé seul ou en double, il permet d'élaborer d'excellents circuits de comptage simplifiés à l'extrême, avec une visualisation des caractères des plus agréables.

Figure 7

Un autre schéma mettant en œuvre un afficheur fluorescent non multiplexé avec anodes au phosphore est donné à la **figure 8.** Selon le type, la grille est portée à un potentiel positif par rapport à la cathode de quelques 10 V à 30 V et le filament est alimenté entre 1,5 V et 2,5 V. Nous avon pris cette fois comme circuit de commande un circuit intégré spécialisé pour ce genre d'utilisation, il s'agit en l'occurence du circuit ICM 7235 de chez Intersil et l'affichage pourra se faire au choix de l'utilisateur par le jeux des entrées de sélection de digit, ainsi naturellement que par le code BCD de Data inputs. Concernant ce circuit, précisons en effet à nos lecteurs que le schéma de la **figure 8** pour plus de clarté ne représente qu'un seul digit, mais qu'en fait peuvent être commandés, quatre afficheurs fluorescents non multiplexés, tous segments décodés. Ainsi est-il plus facile de comprendre le rôle joué par les entrées de sélection de digit DS 1 à DS 4.

Enfin, pour en terminer avec ce type d'afficheur, nous donnons à la **figure 9** le schéma d'un autre montage que certains de nos lecteurs connaissent bien et qui fit les beaux jours des horloges électroniques dites à « haute intégration ». Le circuit MM 5316 de chez National Semiconductor est un circuit de première génération. Pratiquement équivalent au TMS 1943 de Texas ou bien encore S 1998 de AMI, il s'agit d'un circuit intégré à 40 broches permettant l'élaboration d'une horloge 12 h et 24 h non multiplexée pour afficheurs fluorescents basse tension, tous segments décodés.

A cet effet, et comme nous le voyons sur le schéma, peu de composants extérieurs sont requis, et il suffit simplement d'appliquer une tension alternative de 12 V, 50 Hz pour faire fonctionner le montage. Naturellement, par l'adjonction d'une base de temps de précision (quartz) et d'une alimentation continue, il est tout-à-fait possible de rendre autonome cette réalisation.

Nous en avons maintenant terminé avec les afficheurs fluorescents

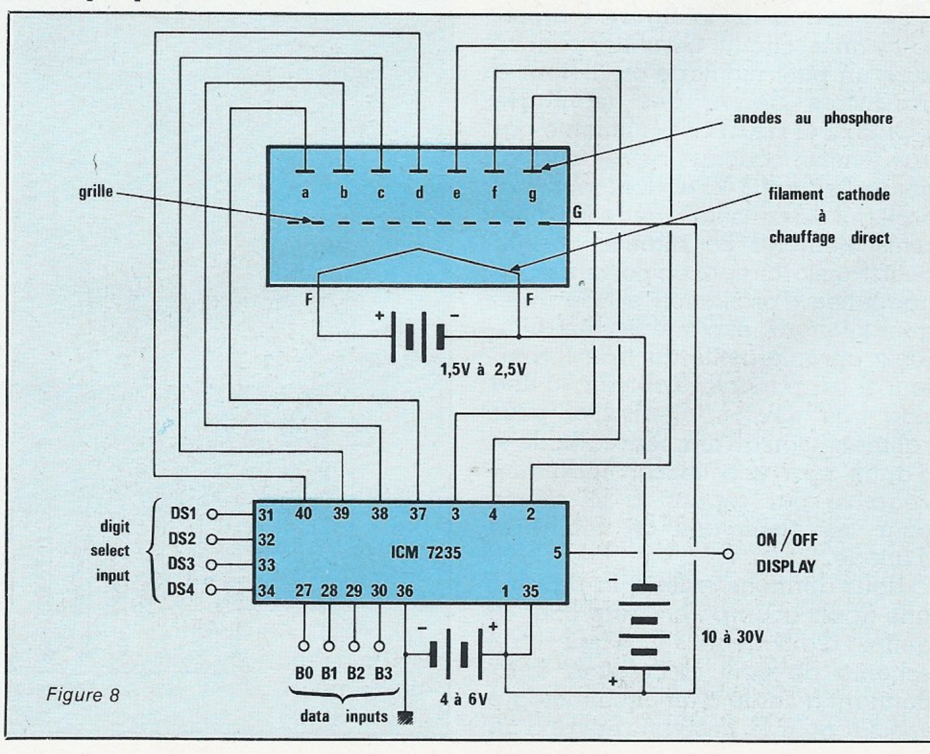


Figure 8

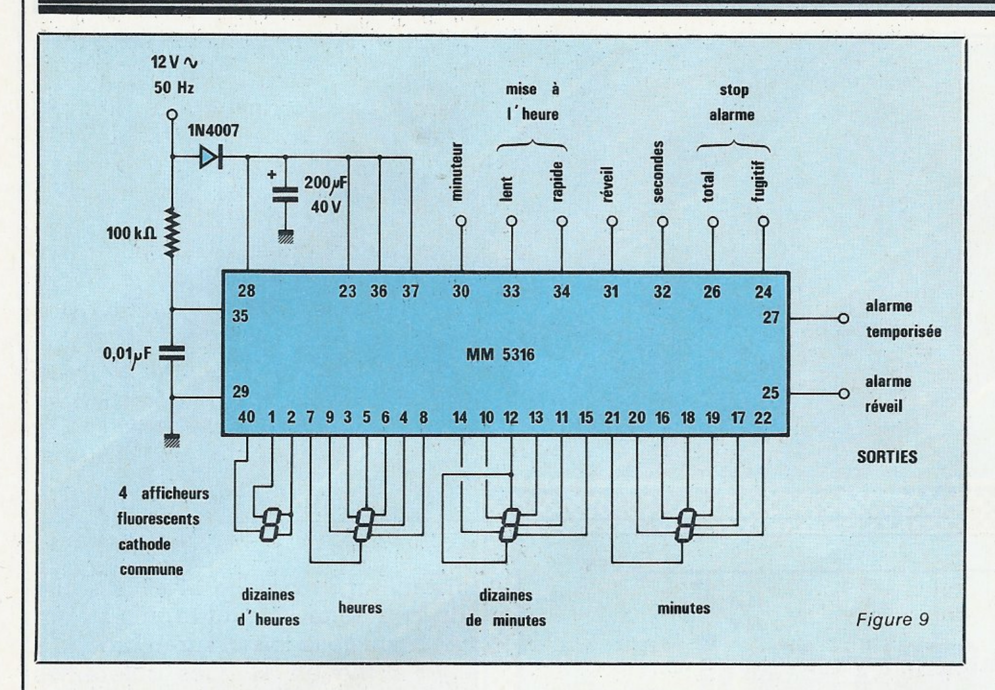


Figure 9

basse tension et nous allons décrire un autre afficheur, relativement mal connu, puisqu'il s'agit du tube à gaz.

Les afficheurs à gaz (appelés encore NIXIE)

A la **figure 10** le lecteur trouvera deux représentations concernant ces afficheurs. En fait, ils sont électriquement semblables et seules leur construction et leurs encombrements diffèrent. Ce sont des tubes à gaz multi-électrodes dans lesquels on a placé plusieurs cathodes. Ils comportent une anode commune le plus souvent constituée par un fin grillage. Chaque cathode affecte la forme d'un des chiffres à afficher, généralement de 0 à 9 et sort sur une broche séparée du tube. Le fonctionnement de ces tubes est alors très simple. On relie l'anode qui est commune, à travers une résistance de valeur convenable, à une source continue positive par rapport à la masse, il suffit alors de porter l'une des cathodes au 0 volt ou à un potentiel très légèrement négatif pour que le chiffre correspondant à cette électrode s'illumine. On obtient par ce procédé une visualisation dont la lecture est aisée et agréable, d'autant plus que certains modèles, notamment le ZM 1020 de chez R.T.C. possèdent incorporé, un écran filtrant.

Selon les types, la tension minimale d'alimentation oscille autour de 160 V à 170 V pour une consommation de 2 à 4 mA par chiffre ou symbole. Partant de ces valeurs, peu usuelles actuellement, surtout en ce qui concerne la tension pour un montage électronique, il nous a paru opportun de décrire un circuit d'alimentation permettant de résoudre ce problème.

Un tel circuit est donné à la **figure 11**. Relativement simple, mais élaboré pour sa fonction, il permet d'obtenir en sortie une haute tension continue de 200 V, celle-ci étant stabilisée. D'autre part un circuit de protection à thyristor avec seuil réglable permet une sécurité d'emploi non négligeable en sortie eu égard aux manipulations que peut avoir à subir un tel montage. A cet effet, on n'oubliera pas le bouton de réarmement permettant de re-initialiser l'alimentation après disjonction.

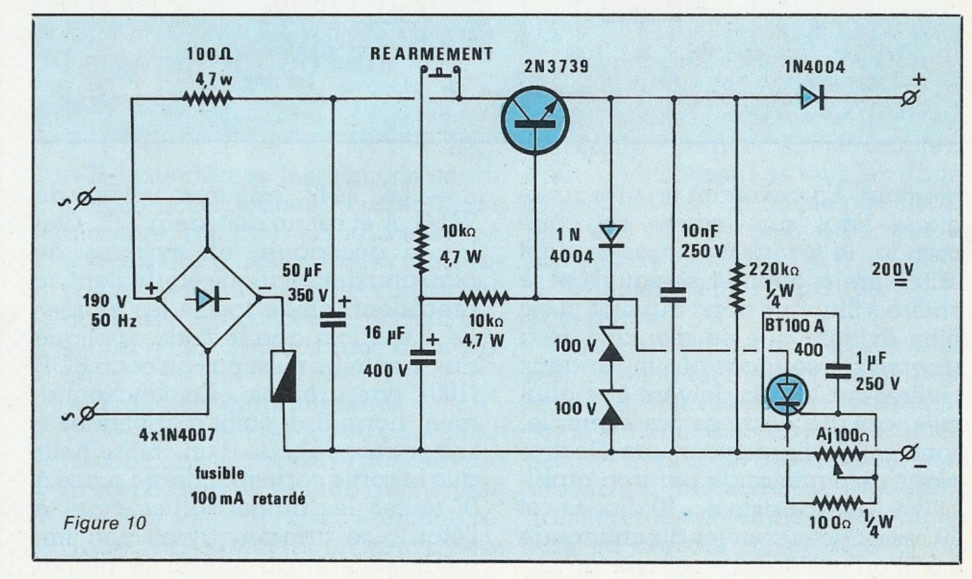


Figure 10

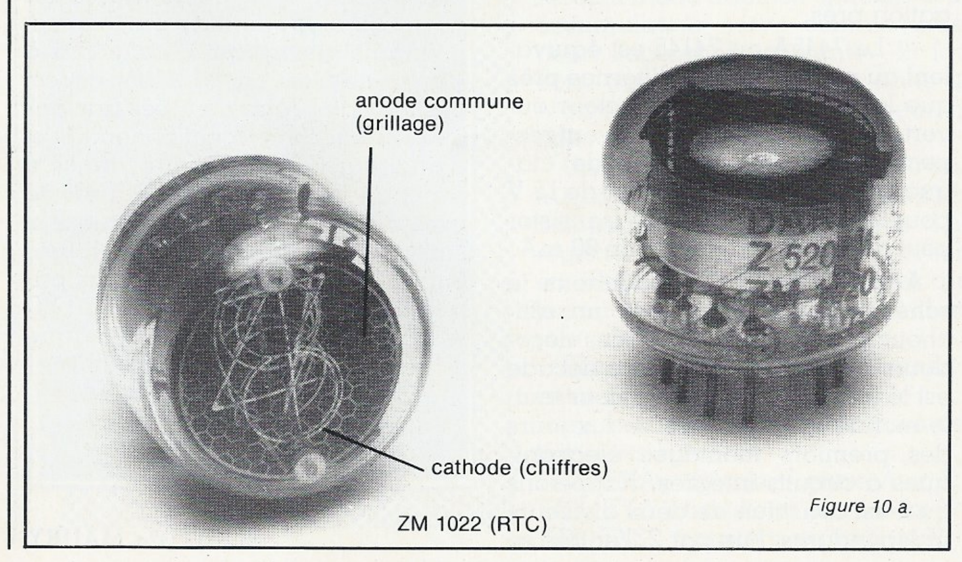
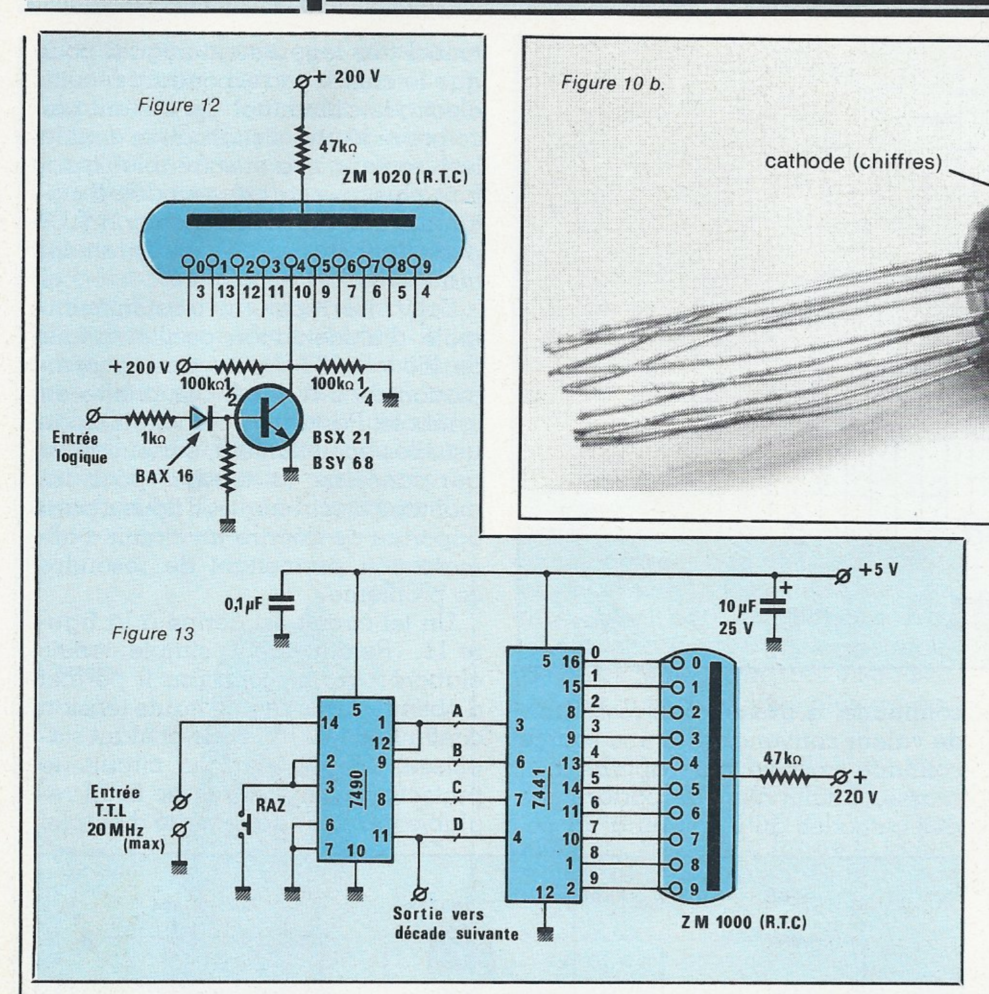


Figure 10 a.

Pour afficher un chiffre sur notre « nixie » par la commande en niveau logique MOS ou TTL, il nous faut maintenant réaliser le circuit d'interface de la **figure 12**. L'anode sera portée au + 200 V de l'alimentation par l'intermédiaire d'une résistance de 47 kΩ 1/2 W et chaque cathode devra recevoir un ensemble constitué d'un transistor de commutation de type BSX21 ou BSY68 (pas de BC 547 ou autre 2N2222 ici S.V.P.) et de quelques résistances et diodes



alentour. En envoyant un niveau logique haut sur l'entrée de commande, le transistor correspondant au chiffre à allumer se sature et le chiffre s'illumine donc aussitôt. Il est bien évident que ce montage sera réservé au seul cas où un ou deux chiffres sur les dix doivent être allumés, cas des dizaines par exemple, sans cela, afin d'éviter une électronique de commande par trop prohibitive (10 transistors, 10 diodes et 40 résistances pour les dix chiffres de 0 à 9) on préfèrera employer un circuit intégré conçu spécialement à cet usage.

Il en existe plusieurs, à savoir :

— Le 7441 ou 74141 A qui est un décodeur driver permettant de commander directement ce genre de tubes à gaz. Il suffit d'appliquer à l'entrée le code BCD et de relier les sorties directement aux cathodes respectives de chaque chiffre, l'anode quand à elle étant reliée directement à la haute tension par une résistance chutrice dont la valeur est fixe pour chaque type de tube. Le 74141 A possède un dispositif de blanking automatique que ne possède pas le 7441 A. Une zener intégrée assure la protection des transistors de sortie.

— Le 7442 est très voisin du 74141 A et est un décodeur TTL. Outre le décodage, un système de blanking automatique équivalent au précédent inhibe toutes les entrées de 1 dès lors que le code appliqué aux 4 entrées n'est pas un code BCD (1001 par exemple. En fonctionnement normal, il suffit d'appliquer à ses entrées le code d'un chiffre pour que la sortie correspondante passe à 0, toutes les autres sorties étant à l'état 1, ce transfert ayant lieu immédiatement, au temps de propagation près.

— Le 7445A ou 74145 est équivalent au précédent à la diffêrnce près que les sorties sont à collecteur ouvert. Les transistors de sortie ont respectivement des tensions de claquage de 30 V pour le 7445 et de 15 V pour le 74145. Chaque transistor peut absorber un courant de 80 mA.

A la **figure 13** nous donnons le schéma d'un compteur à un afficheur à gaz utilisant l'un des décodeurs précités. Le compteur décade est le fameux 7490 de monsieur tout-le-monde qui a fait les beaux jours des premiers montages électroniques à circuits intégrés. Rappelons qu'il est constitué de deux diviseurs indépendants, l'un par 2, l'entrée se faisant sur la broche 14 et la sortie sur la broche 12, l'autre par 5 l'entrée étant cette fois-ci sur la broche 2 et la sortie en 11. Ces différentes fonctions sont réalisées par des bascules JK et RS reliées intérieurement.

Comme nous le voyons sur le schéma, les entrées 2 et 3 permettent la remise à zéro des bistables et les entrées 6 et 7 la mise à 9 en code BCD. En reliant, comme nous l'avons fait, la broche 1 à la broche 12, nous utilisons le compteur par 10 codé BCD (asynchrone) les impulsions à compter étant appliquées sur la broche 14, les sorties A, B, C, D donnant la valeur BCD du nombre d'impulsions comptées.

Avec la description de ce montage simple nous en avons maintenant terminé avec l'étude des tubes à gaz. Bien que ceux-ci ne soient plus guère employés, il nous a paru intéressant de faire bénéficier, plus particulièrement nos jeunes lecteurs, de cette technique d'affichage qui, il y a seulement dix années faisait la « une » de la majorité des compteurs, horloges et autres appareils de mesure. Pour fixer les esprits, précisons que ce qui a contribué à leur chute n'est pas tant leur aspect désuet, voire rétro de tubes anciens que leur mode de fonctionnement et d'affichage. Une haute tension continue de 200 V n'est plus guère de mise dans les montages actuels et l'affichage superposé des chiffres entraîna bien des désaffections par rapport aux afficheurs plans à LED tels que nous les connaissons et que nous étudierons le mois prochain.

C. de MAURY

Initiation au langage machine

3e partie

Après avoir étudié la structure des microprocesseurs et la représentation de l'information dans un ordinateur, nous allons ici analyser les instructions. Pour cela, nous les avons classées en différentes rubriques :
— Les instructions de transfert destinées à effectuer des échanges de données entre les différentes parties de l'ordinateur.
— Les instructions arithmétiques effectuant des opérations telles que l'addition ou la soustraction.
— Les instructions logiques réalisant des modifications de bits, des décalages ou des comparaisons.
— Les instructions de déroutement et les sous-programmes.

Instructions d'un microprocesseur

Les instructions de transfert

Le rôle de ces instructions est de transférer les données d'un endroit à un autre, soit pour les sauvegarder, soit pour les placer dans les registres spécialisés afin de les impliquer dans des opérations. Il existe plusieurs types d'instructions de transfert :

★ **Transfert entre registres**

Il est utile dans le cas où un résultat (placé dans un registre) doit servir à une opération ultérieure qui ne peut pas être effectuée avec le même registre. Par exemple, on veut que le résultat d'une addition situé dans un accumulateur serve comme index pour l'opération suivante. Il faut donc transférer la donnée dans un registre d'index, l'accumulateur ne pouvant pas remplir ce rôle.

Une autre utilisation de ces instructions de transfert consiste à faire des sauvegardes temporaires d'un registre dans un autre. Celles-ci sont en effet beaucoup plus rapides que les sauvegardes de registres dans une case mémoire.

Exemple d'instructions de transfert entre registres :
Dans le cas du 6502, on dispose des transferts suivants :
TAX, TXA : transferts entre A et X
TAY, TYA : transferts entre A et Y
TSX, TXS : transferts entre S et X

Certains processeurs plus évolués comme le LSI 11 (qui possède 8 registres internes numérotés de 0 à 7, le registre 7 étant en fait le compteur ordinal), disposent de tous les transferts possibles : on utilise par exemple MOV RØ, R1 pour transférer le contenu de RØ dans R1.

★ **Transferts entre registres et mémoire.**

Ce sont des transferts les plus utilisés. En effet, un microprocesseur effectue les opérations essentiellement sur le contenu de ses registres internes. Or la plupart des données sont situées en mémoire. Il faut donc transférer le contenu de la mémoire vers un registre du processeur (ce qui se fait en général par une instruction du type LDA) et mettre le résultat en mémoire lorsque le traitement est terminé (ce qui se fait par STA).

En général, on peut charger n'importe quel registre avec le contenu de la mémoire et sauvegarder n'importe quel registre. Dans le cas du 6502, il existe donc des instructions de chargement de A, X et Y : LDA, LDX et LDY.

Par contre, le pointeur de pile et le registre de condition ne peuvent pas être chargés directement.

Certains processeurs comme le LSI 11 autorisent les transferts entre mémoire et pointeur de pile, comme si ce dernier était un registre ordinaire.

Un cas particulier d'instruction de transfert consiste à mettre des données sur la pile ou à en prendre. Nous avons vu l'utilité de la pile dans un article précédent pour la sauvegarde des adresses de retour de sous-programmes. On peut aussi utiliser la pile pour sauvegarder temporairement les registres du processeur. Les instructions correspondantes s'appelent PUSH pour sauvegarder un registre et PULL ou POP pour le récupérer. Le 6502 ne peut effectuer ces opérations que sur deux registres : l'accumulateur et le registre de conditions.

★ Transfert entre cellules mémoire

Ces transferts qui permettent d'écrire le contenu d'une case mémoire dans une autre ne sont possibles qu'avec les processeurs performants. Leur utilité est relativement limitée puisqu'on peut les réaliser facilement par deux transferts : le premier de la mémoire dans un registre interne, le second de ce registre vers la mémoire de destination. Cette dernière solution est toutefois un peu plus lente.

★ Transfert vers le compteur ordinal

Les transferts en direction du compteur ordinal sont particuliers. En effet, ce registre a pour rôle de conserver l'adresse de l'instruction à effectuer. Si l'on modifie son contenu, on provoque l'équivalent de l'instruction « GOTO » du Basic.

Les microprocesseurs courants n'autorisent donc pas la modification de ce registre autrement que par des instructions spécialisées BR, JMP et JSR.

★ Transfert vers les entrées-sorties.

Une part importante des transferts se fait vers les ports entrées-sorties. C'est en effet le seul moyen simple dont dispose un ordinateur pour communiquer avec l'extérieur. Il existe deux méthodes pour réaliser ces transferts. Une solution consiste à placer les circuits d'entrées-sorties à certaines adresses de la mémoire. Le programmeur sait alors qu'il peut utiliser les instructions de transferts avec la mémoire pour faire communiquer son ordinateur avec l'extérieur. Par exemple, on peut connecter physiquement l'adresse 300 au clavier. Lorsque le processeur effectue l'instruction LDA 300, il ne lit pas la mémoire, mais le code de la touche tapée au clavier. L'inconvénient majeur de cette solution est de diminuer la taille effective de la mémoire.

Les opérations arithmétiques

Les opérations les plus simples et qui existent donc sur tous les processeurs sont l'addition et la soustraction de nombres entiers. Les microprocesseurs courants traitant souvent des octets (8 bits), on disposera donc de ces opérations sur 8 bits.

Le principe de l'opération est très simple : on considère que les octets forment des nombres écrits en base 2 et on les additionnent comme on le ferait pour des nombres écrits en base 10. Toutefois, 1 + 1 est égal à 0 et l'on retient 1. Il existe une différence importante avec une addition effectuée manuellement : le nombre de chiffres (bits) considérés par l'ordinateur est limité. Il peut donc arriver que le résultat s'écrive sur plus de chiffres. Dans ce cas, on dit que l'addition a débordé. Le microprocesseur avertit le programmeur en positionnant l'une des bascules du registre de condition, nommée CARRY. On peut alors considérer CARRY comme étant le 9e bit nécessaire pour écrire correctement le résultat :

8 bits + 8 bits = CARRY suivie de 8 bits.

exemple : 1101 0010 + 1111 0000 donne 0010 0010 et CARRY = 1.

Un problème se pose également pour l'addition des nombres signés qui sont représentés en complément à 2. En effet, le 8e bit représente le signe du nombre. Il y a donc également des cas de débordement pour lesquels ce bit n'a plus ce rôle. On démontre qu'il y a débordement si la retenue du 7e bit est différente de la retenue du 8e bit. Ce test est réalisé par le micro processeur. Ainsi, en cas de débordement, pour les additions en complément à deux, le drapeau V (overflow) du registre de conditions se met à 1 (sinon il est à 0). CARRY n'a alors plus de signification.

Deux autres drapeaux sont également positionnés après une addition :

— le drapeau Z (= zéro) qui se met à 1 lorsque le résultat est nul

— le drapeau N (= négatif) qui se met à 1 lorsque le résultat est strictement négatif, et à 0 lorsque le résultat est positif ou nul.

La deuxième opération que l'on trouve couramment est la soustraction, qui est en fait une addition camouflée. Les drapeaux sont positionnés suivant le résultats. Remarquons toutefois que pour certains processeurs, le drapeau C se met à 1 après une soustraction s'il n'y a pas eu de débordement et se met à 0 sinon, contrairement à ce qu'on pourrait attendre. C'est en particulier le cas du 6502. Sur d'autres microproceseurs (Z 880, 6809), ce drapeau se met à 1 en cas de débordement.

Les opérations addition et soustraction peuvent faire intervenir CARRY : c'est l'addition ou la soustraction avec retenue (ADC, SBC). Il est alors possible d'additionner des nombres qui ont une taille supérieure à 8 bits. Il suffit alors de faire l'addition normale des 8 bits de droite et d'additionner les suivants en tenant compte de la retenue des précédents (CARRY).

Remarquons qu'il existe souvent des opérations particulières nommées INCREMENT ou DECREMENT réalisant l'addition ou la soustraction de 1. Par exemple INX signifie additionner 1 au registre X.

Certains microprocesseurs disposent aussi de la multiplication (exemple le 6809) et parfois même de la division (c'est très rare). Ces opérations étant peu répandues, nous n'en parlerons pas.

Les opérations logiques

Un ordinateur étant essentiellement un système logique, (les composants de base sont des portes logiques effectuant les opérations élémentaires « ET », « OU », « NON »), on trouvera sur un microprocesseur une multitude de fonctions de ce type :

— les fonctions « ET », « OU », « OUEXC », « NON » agissent sur des octets, au niveau du bit.

Exemple : Mettons dans A la valeur binaire 1101 0010 et effectuons le « OU » avec 0001 1001. Le résultat obtenu a pour bit de poids faible le « OU » entre les deux bits de poids faible.

Il a pour bit de poids fort le « OU » entre les bits de poids fort des deux valeurs précédentes. On obtient donc 1101 1011.

Rappelons la signification de ces fontions :

« ET » : le résultat est « 1 » si et seulement si les deux opérandes sont « 1 ».

« OU » : le résultat est « 1 » si l'un au moins des deux opérandes est « 1 »

« NON » : le résultat est le complément de l'opérande (cette fonction n'admet qu'un opérande)

« OU exclusif » : le résultat est « 1 »

si et seulement si les deux opérandes sont différents.

Remarque : La fonction « OU exclusif » n'est pas à confondre avec les fonctions de comparaison dont le résultat dépend de la comparaison de deux octets. La fonction « OU » exclusif donne pour chaque bit, un bit de résultat.

Les noms donnés aux différentes fonctions logiques sont :

OR pour « OU »
AND pour « ET »
XOR ou EOR pour « OU » exclusif
NOT pour « NON »

Utilité des fonctions logiques :

Les fonctions logiques, contrairement à ce que l'on pourrait croire, ne servent pas à faire de la logique. Elles ont pour rôle d'effectuer des modifications au niveau du bit à l'intérieur d'un octet, sans toucher aux autres. Supposons que l'on veuille mettre le 3ᵉ bit du registre « A » à 1. Il est simple de remarquer qu'il suffit de faire le « OU » avec la valeur 0000 0100. En effet, tous les bits, sauf le 3ᵉ, vont rester inchangés, puisque le « OU » entre 0 et une valeur quelconque (0 ou 1) conserve cette valeur. Le bit 3, par contre, sera mis à 1 puisque le « OU » entre « 1 » et une valeur quelconque est égal à 1. De même, on peut mettre à 0 le bit 5 d'un octet en effectuant le « ET » avec 1110 1111. Les bits en face des « 1 » seront inchangés, alors que le bit 5 sera mis à 0.

La fonction « OU exclusif » permet d'inverser des bits. En effet, le « OU exclusif » entre une valeur quelconque et 0 est égal à cette valeur, alors que celui entre une valeur quelconque et « 1 » donne la valeur opposée. Il suffit donc de mettre des 0 aux positions où l'on veut conserver les bits et des 1 aux positions où on veut les inverser.

Le deuxième opérande de toutes ces opérations logiques qui sert en fait à déterminer quels sont les bits modifiés par l'opération et ceux qui doivent être inchangés s'appelle un masque.

★ Les branchements conditionnels

Ce sont des opérations logiques permettant de faire prendre une décision à l'ordinateur. Ils remplacent la fonction BASIC IF condition THEN GOTO... Les branchements conditionnels sont effectifs selon l'état du registre de condition, et plus particulièrement de l'un des drapeaux (N, Z, V et C que nous avons déjà vus au sujet de l'addition)).

On trouve ainsi des opérations du type :

BCC branchement si CARRY est à 0
BCS branchement si CARRY est à 1
BVC branchement si V(overflow) est à 0
BVS branchement si V(overflow) est à 1
BEQ branchement si Z = 1
BNE branchement si Z = 0.

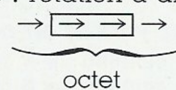
On remarquera que souvent le branchement Z = 1 ne s'écrira pas BZS mais BEQ, ce qui signifie « branchement si égalité ». En effet, le drapeau Z se positionne à 1 si le résultat de la dernière opération effectuée est égal à zéro. On peut ainsi tester presque tous les drapeaux du registre de conditions. Une instruction de branchement conditionnel n'effectue jamais de test. Elle utilise le résultat du dernier effectué. Certaines opérations, comme l'addition, testent automatiquement les drapeaux N, V, Z et C. D'autres ne le font pas. Ainsi une opération de transfert sur Z 80 ne réalise aucun test. Si l'on fait suivre une telle opération par un branchement conditionnel, ce dernier ne prendra pas en compte la valeur qui vient d'être transférée. Pour la tester, on dispose d'une instruction spéciale (CMP) qui remet à jour le registre de conditions. En réalité, cette instruction effectue une soustraction entre l'accumulateur et la cellule mémoire désignée et positionne les drapeaux N, V, Z, C comme nous l'avons vu précédemment pour la soustraction. Mais elle ne met pas le résultat dans l'accumulateur. Pour comparer le contenu de l'accumulateur à la mémoire, il faut donc écrire CMP MEMOIRE.

Certains microprocesseurs disposent d'une instruction spéciale pour effectuer la comparaison à zéro : TEST.

Décalages et rotations

Ce sont des opérations de déplacement de bits dans un octet.

Exemple : rotation à droite :



octet

On décale les bits
vers la droite

En général, le bit sortant est recopié dans CARRY et n'est donc pas perdu. La différence essentielle entre les différents types de décalages ou de rotations provient du bit qui va entrer dans l'octet.

Pour une rotation, ce bit vient de CARRY.

rotation = → CARRY → →

On distingue 2 types de décalages :

le décalage logique dans lequel le bit qui entre est toujours un 0.

Ø → [→] → [CARRY]

le décalage arithmétique dans lequel le bit qui entre dans l'octet est identique à celui qui était à la même place :

→ [→] → [CARRY]

Remarquons que dans les décalages à gauche, il n'y a pas de différence entre logique et arithmétique.

Les opérations de décalage servent essentiellement à effectuer rapidement des multiplications et des divisions par 2. En effet, pour multiplier par 2, il faut ajouter un 0 à droite (analogie avec la base 10 : pour multiplier par 10, on ajoute un 0 à droite). Ceci est obtenu de façon simple à l'aide d'un décalage à gauche. La division par 2 est réalisée par un décalage à droite. Deux cas de figure peuvent se présenter :

— le nombre est considéré en représentation non signée. Il faut rentrer un 0 à gauche et l'on utilisera donc un décalage logique.

— le nombre est considéré comme signé (selon la représentation en complément à deux). Dans ce cas, la division doit conserver le signe, ce qui est réalisé par un décalage arithmétique.

Pour certains microprocesseurs, qui ne disposent pas de tous les types de décalages, on utilisera la rotation en positionnant CARRY correctement.

Pour décaler des nombres représentés sur plusieurs octets, il faut faire rentrer dans l'octet suivant le bit sortant de l'octet précédent. D'où l'intérêt de sauvegarder le bit sortant dans CARRY et d'utiliser une rotation pour faire rentrer ce bit dans l'octet suivant.

Instructions de déroutement

Les instructions de déroutement sont des instructions particulières permettant de modifier le déroulement linéaire normal d'un programme (équivalent de l'instruction GOTO du Basic). Il existe des instructions de déroutement non conditionnelles (ce sont des instructions qui provoquent toujours le branchement, indépendemment de l'état du microprocesseur) et des instructions de déroutement conditionnelles, que nous avons vues précédemment (voir les branchements conditionnels).

Les instructions de déroutement (ou de branchement) sont en réalité des instructions de transfert de la mémoire vers le registre PC (compteur ordinal). Mais leur rôle est si particulier qu'on leur donne des noms spéciaux : JMP ou BRA. (Il y a en fait une légère différence entre les deux instructions que nous étudierons dans un prochain article traitant des modes d'adressage.)

Un cas particulier d'instruction de branchement est l'appel à un sous programme : imaginons un programme qui aurait une structure telle qu'il serait amené à répéter souvent une même suite d'instructions. On doit alors mémoriser plusieurs fois cette suite. Il serait plus économique de ne mémoriser qu'une seule fois cette séquence appelée sous-programme et de pouvoir l'appeler à partir de plusieurs points du programme dit principal. Se pose alors le problème suivant : le programme principal contient un branchement au sous-programme. A la fin de celui-ci, on doit exécuter l'instruction suivante du programme principal. Ainsi, l'instruction JSR ne doit pas seulement charger l'adresse du sous-programme dans le compteur ordinal, mais aussi préserver la valeur du PC afin de pouvoir revenir au programme appelant (voir **figure 1**).

Ceci se fait comme nous l'avons vu dans un article précédent, dans une pile. Une instruction particulière permet de restituer la valeur du compteur ordinal avant l'appel afin de reprendre l'exécution du programme principal. C'est l'instruction RTS.

Instruction diverses

il existe des instructions permettant :

— de ne rien faire : NOP

Elle a essentiellement deux applications :

1. temporiser le programme, c'est-à-dire lui faire perdre du temps s'il va trop vite (cela peut être utile pour des programmes dans lesquels le temps intervient).
2. remplir des zones mémoires dans lesquelles on devrait supprimer des instructions sans décaler toute la suite du programme ce qui est souvent très délicat et nécessite un nouvel assemblage.

— d'attendre un événement extérieur WAIT, HALT... Ces instructions provoquent un arrêt du processeur qui attend alors une excitation sur une broche nommée « interruption ».

Nous reviendrons sur ce sujet lors d'un prochain article.

Les instructions que nous avons décrites sont présentées dans la plupart des microprocesseurs sous une forme plus ou moins particulière.

C'est pourquoi, nous donnons **figure 2** les mnémoniques des instructions du 6502, qui pourront être utilisées avec profit sur ORIC grâce au moniteur assembleur présenté dans les numéros précédents et en **figure 3** les positions du registre d'état du 6502.

C. BERGEROT

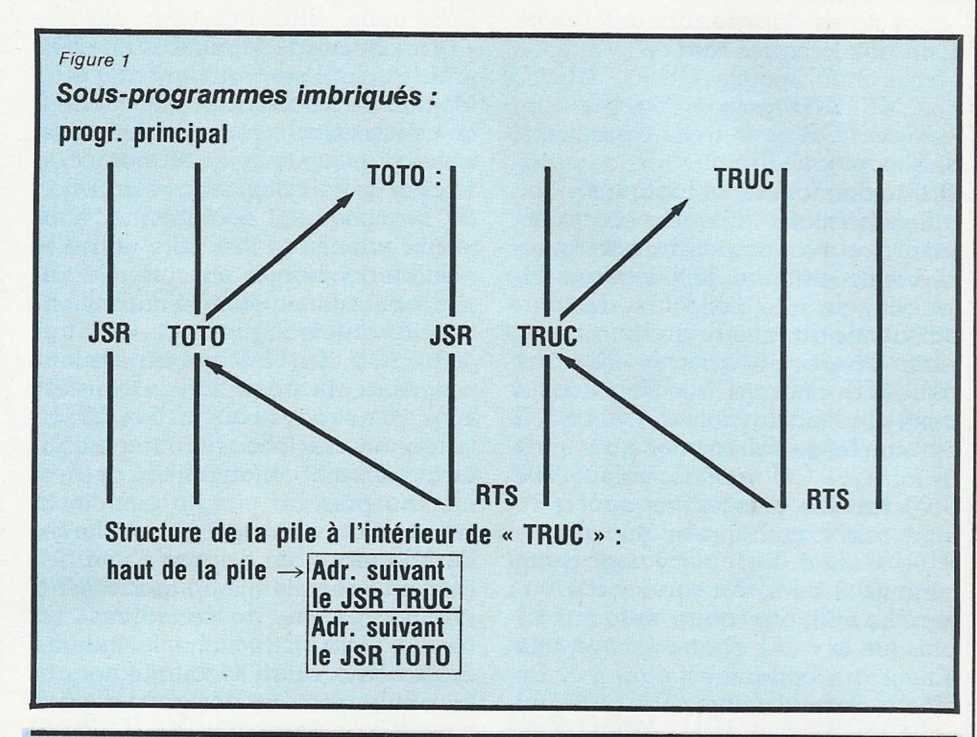


Figure 2

Liste des instructions du 6502

— Instructions de transferts :

LDA : charge le contenu de la mémoire dans l'accumulateur A.
LDX : charge le contenu de la mémoire dans le registre d'index X.
LDY : charge le contenu de la mémoire dans le registre d'index Y.
STA : Met le contenu de A dans la mémoire.
STX : Met le contenu de X dans la mémoire.
STY : Met le contenu de Y dans la mémoire.
TAX : transfert de A vers X.
TAY : transfert de A vers Y.
TXS : transfert de X vers S (pointeur de pile).
TXA : transfert de X vers A.
TYA : transfert de Y vers A.
TSX : transfert de S vers X.

— transferts vers et en provenance de la pile :

PHA : met le contenu de A sur la pile.
PHP : met le contenu de P (registre d'état) sur la pile.
PLA : met le contenu du dessus de la pile dans A.
PLP : met le contenu du dessus de la pile dans P.

— Opérations arithmétiques et logiques :

ADC : addition avec CARRY : A + mém. + C → A.
SBC : soustraction avec CARRY : A − (mém. + $\bar{C}$) → A.
($\bar{C}$ représente le complémentaire de CARRY).
AND : « et » logique entre accumulateur et mémoire (A et mém. → A).
ORA : « ou » logique entre accumulateur et mémoire.
EOR : « ou exclusif » entre accumulateur et mémoire.
CMP : compare A (resp. X pour CPX et Y pour CPY) à la mémoire et positionne les bascules d'état N, Z, C.



Fiches « Mesure »

à découper pour votre labo

FICHE MESURE N° 7 — RPEL

MESURE D'INDUCTANCES PROPRES : PONT D'ANDERSON

Dès que leur flux d'induction circule dans un milieu ferromagnétique, les inductances s'avèrent être des impédances difficiles à mesurer de façon rigoureuse. En effet, elles cessent alors de se comporter comme des éléments linéaires : leur inductance et leur résistance apparentes sont à la fois fonctions et de la fréquence et de l'intensité du courant qui les alimente.
Il convient donc :
- De faire les mesures dans des conditions bien précisées.
- D'opérer avec des courants de faibles valeurs.
- De ne jamais oublier, pour les inductances à fer, que ces dernières sont des génératrices d'harmoniques ; ce point particulier pourra être sans conséquence si le détecteur comprend un filtre accordé sur la fréquence du générateur de mesure.

• Le pont d'Anderson

Dans les ponts de Maxwell et de Hay, il fallait disposer d'une capacité variable. Or, celle-ci est onéreuse. Le pont d'Anderson évite cet aspect déplaisant en faisant appel à une capacité fixe et à deux résistances variables R_1 et R_2 (fig. 1). C'est sur ces résistances variables que l'on agira pour parvenir à l'équilibre. Du point de vue théorique, ce pont peut se ramener à une configuration en pont de Wheatstone en remplaçant le triangle constitué par R_1, R_2, C par une étoile (fig. 2). Pour cette transformation, on se reportera en fin de la présente fiche.

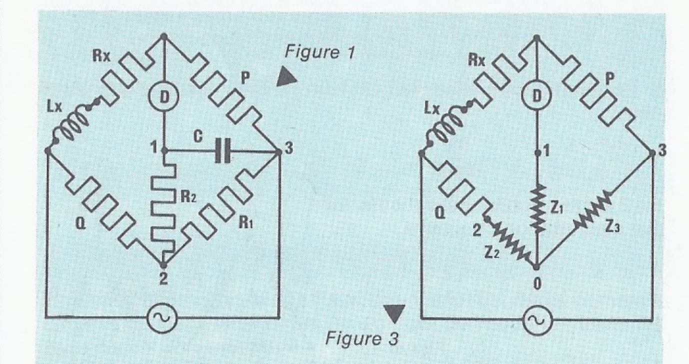


Figure 1
Figure 3

FICHE MESURE N° 8 — RPEL

MESURES EN HF : LE Q-MÈTRE

• Généralités :

C'est une méthode de résonance, basée sur les propriétés du circuit oscillant et qui utilise comme élément variable un condensateur. On utilise le fait qu'il existe des relations entre la tension d'entrée V et la tension Vc aux bornes du condensateur. Q, le coefficient de surtension, égal à Vc/V d'une part et la condition de résonance du circuit d'autre part conduisent à 2 relations qui permettent, par exemple, de déterminer L et R d'une inductance. En fait, le Q-mètre permet aussi de mesurer des capacités, des résistances (fortes ou faibles).
La façon dont la tension V est introduite (mode d'injection) dans le circuit oscillant varie suivant les montages : injection par résistance, injection par inductance, injection par capacité de faible valeur.

• Descriptif d'un Q-Mètre à injection par résistance

Il comprend (fig. 1) :
- Un générateur G à fréquence étalonnée et réglable entre 50 kHz et 70 MHz, fournissant une tension sinusoïdale, stable - en amplitude et en fréquence - à mieux que 0,1 %.
- Un thermocouple, mesurant le courant Io ajustable débité par G lequel alimente Ro (résistance d'injection de faible valeur (0,04 Ω) constituée par une mince feuille de manganin, cette valeur étant sensiblement constante, même aux fréquences les plus hautes) ; aux bornes de Ro, parcourue par le courant Io–i apparaît la tension V qui est appliquée à un circuit RLC.
- Un circuit RLC constitué de l'inductance (RL) à mesurer, et en série, de la capacité étalonnée C. Aux bornes de C, un voltmètre électronique à forte impédance mesure la tension Vc.

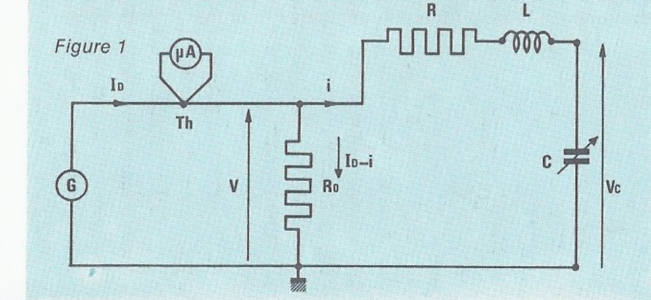


Figure 1

FICHE MESURE N° 9 — RPEL

MESURES DES PARAMÈTRES D'UN « AMPLI OP » (1)

Pour connaître avec précision les performances effectives d'un amplificateur opérationnel, il est nécessaire de le soumettre à un certain nombre de mesures électriques. Celles-ci peuvent se classer en 3 catégories essentielles :
- Celles qui ont trait à l'entrée.
- Celles qui ont trait à la sortie.
- Celles qui ont trait au transfert de l'entrée vers la sortie.

Afin de mieux cerner les caractéristiques de l'amplificateur, il importe que les mesures soient effectuées à la fois à la température ambiante et aux températures extrêmes de fonctionnement.
Les feuilles de caractéristiques doivent tenir compte :
— Des dispersions de ces caractéristiques qui varient avec des modèles d'un même type ;
— De la valeur de la charge et de celle de la source ;
— De l'influence des tensions d'alimentation...
Ce qui signifie que les conditions de mesures doivent être précisées avec soin et dans le détail (tensions, courants, température, montage d'essais...)
Il est à noter que les différents résultats obtenus peuvent comporter une certaine part de contradictions entre-eux et qu'il convient d'être circonspect et prudent lors de leur interprétation *.

• Mesure de la tension de faux zéro d'entrée E_{os}

(ou « input offset voltage »). Dans un amplificateur opérationnel réel, pour obtenir une tension nulle en sortie, il est nécessaire d'appliquer à l'entrée une tension Eos qui contrebalance la tension d'erreur, tension de faux zéro d'entrée.

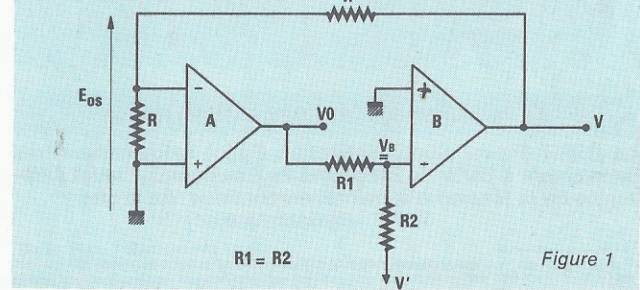


Figure 1



Fiches « Mesure »

à découper pour votre labo

FICHE MESURE N° 9 — RPEL

Pour cette mesure, nous faisons appel au montage de la **figure 1** qui comprend, en cascade, l'amplificateur A à mesurer et un amplificateur B « tampon » (buffer) qui augmente le gain en boucle ouverte d'une part et permet aussi d'ajuster la tension de sortie de A à toute valeur nécessaire d'autre part. La tension de faux zéro d'entrée de B est équilibrée par un montage potentiométrique appliqué à son entrée inverseuse. B étant dans la boucle de contre-réaction, la ddp entre ses entrées est nulle si nous négligeons le courant de polarisation de B :

$$V_O = -V' \text{ puisque } V_B = 0$$

Par conséquent, la sortie de A est toujours à une tension directement opposée avec V', laquelle peut prendre toute une gamme de valeurs à partir d'une source continue extérieure. On fait donc V' =0, ce qui entraîne Vo = 0. D'après le schéma équivalent de la **figure 2**, si Vo = 0 alors V_e = 0 et Eos apparaît entre les bornes d'entrée de A. Le courant Eos/R, largement supérieur au courant de polarisation, circule dans la résistance R' de contre-réaction et :

$$V = V_{os} \cdot \frac{R + R'}{R} \qquad \text{et, puisque } R' >> R :$$

$$V \cong V_{os} \cdot \frac{R'}{R}$$

Il suffit donc de mesurer V pour obtenir Eos cette mesure se faisant, comme le veut la définition, avec la sortie de A à zéro.

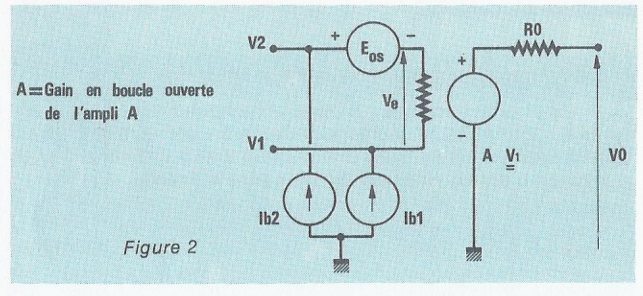


Figure 2

• Taux de réjection des tensions d'alimentation

Le PSRR (Power Supply Rejection Ratio) se détermine très simplement à partir de 2 mesures de Eos pour 2 valeurs différentes de la tension d'alimentation continue Vcc d'où :

$$PSRR = \Delta E_{os}/\Delta V_{cc}.$$

* J.C. Marchais : « L'amplificateur opérationnel et ses applications » Masson Edition 1981.

FICHE MESURE N° 8 — RPEL

• Procédure pour la mesure d'une inductance Lx RX

• **Montage série simple** (c'est celui de la figure 1)
Io – i peut être confondu avec Io puisque Ro << impédance du circuit RLC

$$Q = \frac{V_C}{V} \cong \frac{V_C}{R_o\, I_o}$$

Io étant maintenu constant, à chaque valeur de Vc correspond une valeur de Q. Il est donc possible de graduer directement le voltmètre Vo en unités de coefficient de surtension.
A la résonance :
— $L_x C_1 \omega^2{}_1 = 1 \cdot \omega_1$ et C_1 étant lus ($\omega_1 = 2\pi f$) et donc connus, Lx peut être déterminée par le calcul.
— $Q_x = L_x\omega^2{}_1/R_x \cdot Q$ et ω_1 étant lus et Lx déterminée, Rx peut être déterminée.

• **Montage série avec inductance auxiliaire** (fig. 2)
Il permet d'étudier les faibles impédances Z grâce à une bobine auxiliaire. Aux fréquences élevées, il faut prendre garde aux capacités parasites c'est pourquoi une clé K, peu résistante et de très faibles dimensions, permet de court-circuiter Z sans à avoir à modifier sa position.
Clé ouverte, on mesure $C = C_1$ et $Q = Q_1$ (lu sur le voltmètre) à la résonance : $\omega = \omega_1$
Clé fermée, et en gardant $\omega = \omega_1$, on mesure $C = C_2$ et $Q = Q_2$
Rx étant la résistance et Lx la self de l'inductance inconnue :

$$R_x = \frac{Q_1 C_1 - Q_2 C_2}{Q_1 Q_2 C_1 C_2 \cdot \omega} \quad \text{et} \quad L_x = \frac{C_1 - C_2}{C_1 C_2\, \omega^2}.$$

On peut également utiliser un montage parallèle, avec le même principe de la bobine auxiliaire, pour mesurer une bobine.

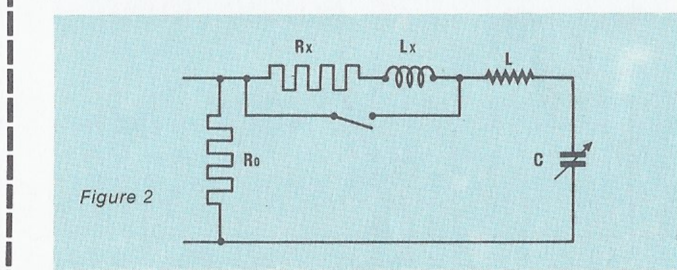


Figure 2

FICHE MESURE N° 7 — RPEL

La nouvelle configuration devient donc celle représentée (fig. 3) avec comme conditions d'équilibre :

$$R_x = \frac{PQ}{R_1} \quad \text{et} \quad L_x = PC\,[R_2 + Q\,(1 + \frac{R_2}{R_1})]$$

Figure 2

• Transformations triangle-étoile et étoile-triangle (fig. 4)

Elles sont dues à Kenelly (1899) et peuvent, dans certains cas, être généralisées pour le passage d'un système étoilé à *n* branches à un système maillé à *n* nœuds (passage toujours possible) et réciproquement (passage pas toujours possible).

• **Passage triangle-étoile :**

$$Z_1 = \frac{Z_{12} \cdot Z_{13}}{Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}},$$ les 2 autres relations étant obtenues par permutation circulaire.

• **Passage étoile-triangle :** On raisonnera ici sur les admittances Y.

$$Y_{23} = \frac{1}{Z_{23}} = \frac{Y_2\, Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3},$$

les 2 autres relations étant obtenues par permutation circulaire.

Figure 4





Fiches « Mesure »

à découper pour votre labo

FICHE MESURE N° 10 — RPEL

MESURE DES PARAMÈTRES D'UN « AMPLI OP » (2)

Cette fiche fait suite à la fiche n° 9 à laquelle on pourra se reporter.

• Courant de polarisation d'entrée ; différence des courants d'entrée

La **figure 1** montre le dispositif adopté. L'interrupteur I_1 est ouvert et l'interrupteur I_2 fermé (V' = O). La tension aux bornes de R dans ces conditions est égale à V_R : $V_R = E_{OS} - R_B I_{B1}$

d'où : $$V = V_R \cdot \frac{R + R'}{R} \cong V_R \cdot \frac{R'}{R} = V_4 \quad (R' >> R) \qquad (1)$$

Mais, pour I_1 fermé, on obtient une autre valeur de V :

$$V = \frac{R + R'}{R} \cdot E_{OS} \cong E_{OS} \cdot \frac{R'}{R} = V_3 \qquad (2)$$

et de (1) et (2), par différence, nous obtenons :

$$V_4 - V_3 = \frac{R'}{R} (V_R - E_{OS}) = - \frac{R'}{R} \cdot R_B I_{B1}$$

soit : $$- I_{B1} = (V_4 - V_3) \cdot \frac{R}{R' \cdot R_B}$$

Si maintenant nous fermons I_1 et que nous ouvrons I_2, avec V' =0, nous obtiendrons la valeur du courant + I_{B2} par le même processus que ci-dessus. Ce qui conduit à $I_B = 1/2 (I_{B1} + I_{B2})$ et la différence des courants d'entrée : $I_{OS} = I_{B1} - I_{B2}$

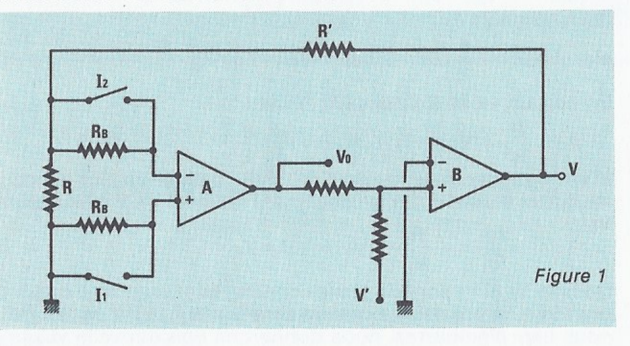


Figure 1

• Taux de réjection en mode commun

Le CMRR (Common-Mode Rejection Ratio) est défini comme le rapport du gain différentiel A_d au gain de mode commun Ac.

FICHE MESURE N° 11 — RPEL

TRANSISTORS : MESURE DES ÉLÉMENTS DU SCHÉMA ÉQUIVALENT (1)

• Généralités

Trois méthodes fondamentales existent pour mesurer les paramètres du schéma équivalent d'un transistor :

- La définition des paramètres considérés qui aboutit, en audio fréquences, à mettre en œuvre un appareillage très simple qui peut donner immédiatement, par lecture directe, la valeur cherchée.
- La mesure au pont qui couvre un plus vaste domaine fréquentiel : plus précise, elle demande des calculs relativement complexes et s'avère plus longue.
- La mesure directe, moins précise que la précédente mais qui conduit directement en HF au schéma équivalent, sans calculs.

• Mesures à partir des définitions

On se ramène à la mesure du rapport de 2 petits signaux en alternatif et en fréquence audio.

- La **figure 1** a trait à la détermination de h_{11} et de h_{21} d'un transistor pnp monté en EC (Émetteur commun) :

$$h_{11} = h_{bb} = \frac{1}{y_{11}} = \frac{v_1}{i_1}$$: impédance d'entrée pour la sortie en court-circuit.

Figure 1

FICHE MESURE N° 12 — RPEL

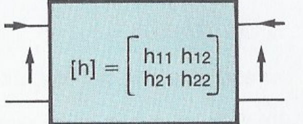
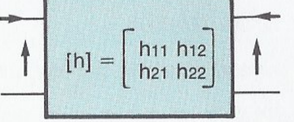
TRANSISTORS : TRANSPOSITION DES PARAMÈTRES HYBRIDES (EC → BC ou CC)

Cette fiche fait suite à la fiche N° 11 à laquelle on se reportera

Une fois mesurés les paramètres hybrides, [h], dans une configuration donnée (émetteur commun pour l'exemple de la fiche précédente) que ce soit pour un transistor de type NPN ou PNP, seules les polarités continues changent mais non la mesure ou le comportement en régime alternatif, petits signaux, il est facile de transposer les résultats obtenus à l'une ou l'autre des deux autres configurations possibles.

• Rappel sur les quadripôles, et la matrice [h]

La **figure 1** représente un quadripôle quelconque avec ses conventions de signes et la matrice [h] représentative des relations linéaires entre les grandeurs d'entrée et de sortie.

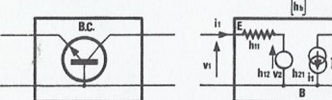
nous avons :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = [h] \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

ou encore : $$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2$$ $$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2$$

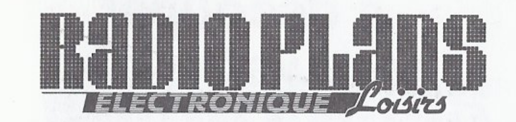
Les paramètres hybrides - nommés aussi à cause du « mélange » entre grandeurs d'entrée et de sortie - sont plus pratiques à utiliser pour le transistor bipolaire aux fréquences audio, mais on pourrait aussi bien utiliser les paramètres [Z], impédances, [Y], admittances, ou encore [A], paramètres de chaîne, soit encore leurs inverses.

La **figure 2** rend compte des trois représentations possibles ; le transistor représenté à l'intérieur figure sans les éléments passifs associés. On y constate que le schéma équivalent et les relations ne changent pas mais seulement la valeur des paramètres :



$$[h_b] = \begin{bmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{bmatrix}$$

BC (base commune)

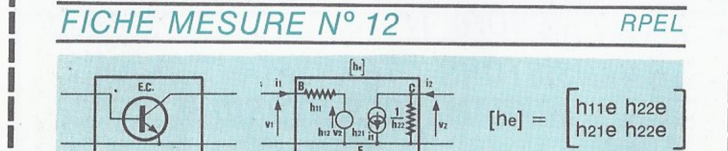


Fiches « Mesure »

à découper pour votre labo

FICHE MESURE N° 12

RPEL



Cette symbolisation n'est valable que si à la fréquence ou à la bande de fréquences de travail considérée, l'alimentation continue de polarisation se comporte comme un court-circuit vis-à-vis de l'alternatif et que la borne commune le soit effectivement en alternatif. (Ce qui suppose des découplages efficaces.)

• Transposition des paramètres hybrides

Le tableau ci-dessous donne le passage d'une configuration à une autre.
nous rappelons que Δh s'appelle déterminant de la matrice [h] et vaut : $\Delta h = h_{11}\, h_{22} - h_{12}\, h_{21}$.
Souvent, vu les ordres de grandeur des paramètres, on peut simplifier les relations mentionnées.

TABLEAU

→	EMETTEUR COMMUN	BASE COMMUNE	COLLECTEUR COMMUN
$[h_e] =$	$\begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix}$	$D_b = 1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b$ $(1/D_b) \begin{bmatrix} h_{11b} & \Delta h_b - h_{12b} \\ -\Delta h_b - h_{21b} & h_{22b} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11c} & 1 - h_{12c} \\ -1 - h_{21c} & h_{22c} \end{bmatrix}$
valeurs approchées	$\Delta h_e = h_{22e}\, h_{11e} - h_{12e}\, h_{21e} \leq 0{,}1$ On peut négliger h_{12e} devant Δh_e, Δh_e devant h_{21e}	$\frac{1}{D_b} = \frac{1}{1 + h_{21b}} = h_{21e} + 1$ $\left(\frac{1}{1 + h_{21b}}\right) \begin{bmatrix} h_{11b} & (1 + h_{21b})\, h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{bmatrix}$	
$[h_b] =$	$D_e = 1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e$ $(1/D_e) \begin{bmatrix} h_{11e} & \Delta h_e - h_{12e} \\ -\Delta h_e & h_{22e} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{bmatrix}$	$(1/\Delta h_c) \begin{bmatrix} h_{11c} & \Delta h_c + h_{21c} \\ h_{12c} - \Delta h_c & h_{22c} \end{bmatrix}$
valeurs approchées	$D_e = 1 + h_{21e}$ $\left(\frac{1}{h_{21e} + 1}\right) \begin{bmatrix} h_{11e} & \Delta h_e \\ - h_{21c} & h_{22e} \end{bmatrix}$	$\Delta h_b \cong h_{12b} \cong h_{12e}$ $h_{21b} \cong -1$	
$[h_c] =$	$\begin{bmatrix} h_{11e} & 1 - h_{12e} \\ -(1 + h_{21e}) & h_{22e} \end{bmatrix}$	$(1/D_b) \begin{bmatrix} h_{11b} & 1 + h_{21b} \\ h_{12b} - 1 & h_{22b} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11c} & h_{12c} \\ h_{21c} & h_{22c} \end{bmatrix}$
valeurs approchées	$\begin{bmatrix} h_{11e} & 1 \\ -(1 + h_{21e}) & h_{22e} \end{bmatrix}$		$\Delta h_c = h_{21e} + 1 > 30$

FICHE MESURE N° 11

RPEL

$h_{21} = \beta = i_2/i_1$: gain direct en courant pour la sortie en court-circuit.
Ce procédé, qui donne directement h_{11} et h_{21} par rapport de tensions et d'intensités lues n'est valable que si le signal injecté sur la base est de faible amplitude devant les polarisations du transistor. L'alimentation de ce dernier ne doit pas perturber la mesure et en conséquence les sources continues sont découplées par des condensateurs C d'impédances faibles à la fréquence de mesure. Pour lire i_2, le milliampèremètre sera de faible résistance interne.
• La **figure 2** concerne la mesure de h_{12} et h_{22}, toujours dans le cas d'un pnp monté en EC :

$h_{12} = \mu = \frac{v_1}{v_2}$; gain inverse en tension (réaction) pour l'entrée en circuit ouvert.

$h_{22} = \frac{1}{Z_{22}} = \frac{i_2}{v_2}$ admittance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert

La base est ici reliée à la masse par un circuit accordé parallèle fonctionnant sur la fréquence du générateur. Pratiquement, on pourra déplacer la fréquence de ce dernier pour adapter celle-ci à celle du circuit bouchon.
Bien qu'aux fréquences audio, le même procédé soit utilisable pour les autres paramètres, certains sont moins facile à mesurer : Y et Z par exemple. En effet, il est difficile de mettre en court-circuit l'entrée d'un transistor par une impédance << à son impédance d'entrée et encore plus ardu, pour z, d'avoir une source d'alimentation de collecteur de très grande impédance interne.
Les 2 autres procédés, signalés dans les généralités, feront l'objet d'autres fiches.

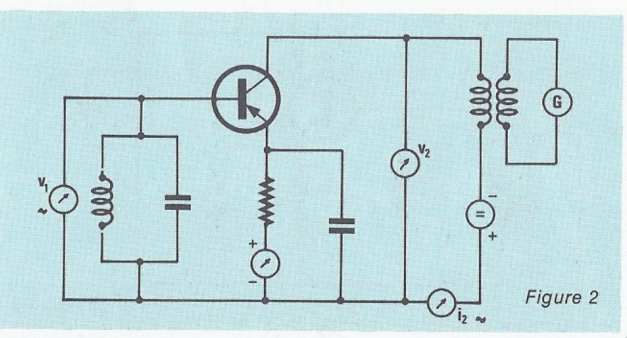


Figure 2

FICHE MESURE N° 10

RPEL

Pour mesurer le CMRR, le dispositif est celui de la **figure 2**. Une source de tension Vs est insérée entre la borne non-inverseuse de A et la masse. Avec $V_o = 0$,

$$A_d \cdot V_d + A_c\, V_c = V_o = 0 \qquad (3)$$

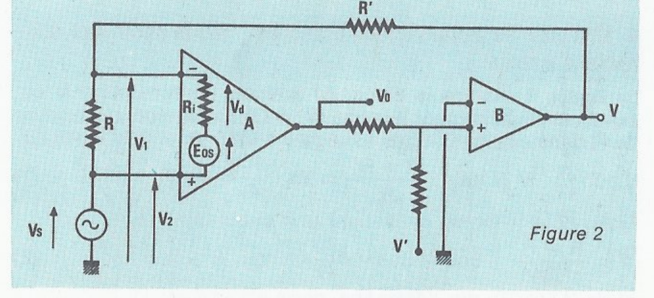


Figure 2

Pour déterminer V_d et V_c, nous devons d'abord obtenir V_1 et V_2.
Or, en utilisant le principe de superposition :

$$V_2 = V_s \cdot \frac{R'}{R + R'} + V \cdot \frac{R}{R + R'} \cong V_s + V\, \frac{R}{R'}$$

Par ailleurs V_d est la tension V_e aux bornes de R_i (fig. 2 - fiche n° 9).
En tenant compte de ce que : $V_o = -\, I_{os}\, R' + E_{os}\, (1 + R'/R)$
Il vient :

$$V_d = V_1 - V_2 - E_{os} = -V\left(\frac{R}{R'}\right) - E_{os} = -\frac{R}{R'}\,(V + V_3) \quad (4)$$

(V_3 relation 2).

$$\text{et} \qquad V_c = \frac{1}{2}\,(V_1 + V_2) = V_s + \frac{V}{2} \cdot \frac{R}{R'} \qquad (5)$$

En portant (4) et (5) dans (3), il vient :

$$-\, A_d\, \frac{R}{R'}\,(V + V_3) + A_c\, (V_s + \frac{V}{2} \cdot \frac{R}{R'}) = 0$$

et en négligeant le terme $A_c \cdot (V/2)\,(R/R')$ beaucoup plus petit que les autres il vient enfin, en désignant la valeur de V mesurée par V_5.

$$\frac{A_d}{A_c} \cdot \frac{R}{R'}\,(V_5 + V_3) = V_s \qquad (6)$$

Comme V_5 et V_3 sont de signes contraires et du même ordre de grandeur, la précision obtenue sera faible à partir de (6). Pour nous tirer d'embarras, nous donnerons une nouvelle valeur à V_s : V'_s, ce qui conduira à une nouvelle valeur de V qui passera de V_5 à V'_5.

$$\frac{A_d}{A_c} \cdot \frac{R}{R'}\,(V'_5 + V_3) = V'_s$$

soit :

$$r = CMRR = \frac{R'}{R} \cdot \left(\frac{V'_s - V_s}{V'_5 - V_5}\right)$$



BIT : comparaison bit par bit (permet de tester la présence de certains bits).

— *Rotations et décalages :*
ASL : décale d'un cran à gauche. Le dernier bit à droite est mis à 0. Le bit sortant va dans CARRY.
LSR : décale d'un cran à droite. (0 entre à gauche, le bit sortant va dans CARRY).
ROL : permutation circulaire d'un cran à gauche avec CARRY (le bit sortant va dans CARRY, le bit entrant vient de CARRY).
ROR : permutation circulaire d'un cran à droite.
INC, INX, INY : incrémente resp. la mém., X, Y.
DEC, DEX, DEY : décrémente resp. la mém., X, Y.

— *Instructions de branchements :*

JMP : provoque un saut quel que soit l'état (équivalent au GOTO du BASIC).
JSR : Jump to Sub Routine : appel d'un sous-programme.
BCC : Branch if CARRY Cleared : Provoque un saut si CARRY est à 0, sinon continue à l'instruction suivante.
BCS : Provoque un saut si CARRY est à 1.
BEQ : Provoque un saut si Z est à 1.
BNE : Provoque un saut si Z est à 0.
BMI : Provoque un saut si N = 1.
BPL : Provoque un saut si N = 0.
BVS : Provoque un saut si V = 1.
BVC : Provoque un saut si V = 0.
RTS : Retour de sous-programme. Provoque un branchement à l'instruction qui suit le dernier JSR rencontré

— *Instructions diverses :*

SEC : met CARRY à 1.
SED : met en mode décimal.
SEI : empêche les interruptions.
CLC : met CARRY à 0.
CLD : met en mode hexa.
CLI : autorise les interruptions.
CLY : met Y à 0.
RTI : retour des interruptions continue l'exécution du programme qui tournait avant l'arrivée de l'interruption.
BRK : interruption programmée.
NOP : ne rien faire.

Figure 3

Le registre d'état (P) du 6502

N ▲	V □	/	B △	D ◆	I ▽	Z ○	C ▼

NEGATIV : ▲
Est mis à 1 si le résultat de la dernière opération est négatif, à 0 dans le cas contraire

OVERFLOW : □
Est mis à 1 en cas de débordement, à 0 dans le cas contraire.

BREAK : △
Est mis à 1 si une instruction BRK est rencontrée.

CARRY (se positionne à 0 ou ▼ à 1 selon le résultat d'une addition ou d'une soustraction. Est également modifié par les rotations).

ZERO : se positionne à 1 si le résultat de la dernière opération est nul, à 0 dans le cas contraire.

INTERRUPTION : ▽
à 1 : empêche les interruptions.
à 0 : autorise les interruptions.

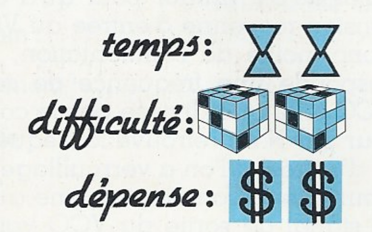
DECIMAL : ◆
à 1 : les additions et les soustractions sont effectuées en mode décimal.
à 0 : mode binaire.

ARPEL accordeur pour instruments



Tout musicien, quel que soit son instrument, sait que ce dernier peut être sujet à des désaccords qui peuvent être dus à des causes multiples ; jeu (le bois par exemple travaille dans le temps), choc thermique ou mécanique, dérive thermique et usure des composants pour les instruments électroniques, bref, les motifs ne manquent pas, notre but étant moins d'en faire l'inventaire que de proposer des solutions. Il est bien évident qu'un instrument désaccordé, déjà très gênant pour le soliste, devient franchement cacophonique dès lors qu'il est utilisé au sein d'une formation groupant plusieurs musiciens. L'électronique propose une solution : celle de l'accordeur électronique dont plusieurs exemplaires d'excellente qualité se rencontrent sur le marché. L'ennui, c'est que ce genre de matériel, que l'on utilise somme toute assez rarement surtout dans le cas d'un musicien amateur (même enthousiaste... !), coûte sur le marché un prix qui ne le rend intéressant, disons « amortissable » pour des studios d'enregistrement ou des professionnels. C'est pourquoi l'idée nous est venue de vous proposer notre accordeur pour instrument d'une précision équivalente, pour un prix en moyenne 3 à 4 fois inférieur. L'ARPEL, comme nous l'avons appelé, permet l'accord de tous instruments qu'il soit électronique, électrique ou acoustique, sur le fameux LA 3 à 440 Hz. Seul instrument non concerné, le piano, mais l'accord d'un piano est loin d'être à la portée d'un non spécialiste, ce qui résout notre problème. Insistons sur le fait que, et nous le verrons celà n'est pas évident à concevoir, l'ARPEL n'utilise que des composants ultra courants, pas de ces quartz et diviseurs de fréquence très spéciaux qui facilitent la vie du concepteur, mais que l'on ne trouve pour ainsi dire nulle part dans les magasins de détail.

Enfin, signalons qu'en dernier ressort, nous avons décidé d'ajouter à l'ARPEL, prévu à l'origine pour des instruments électriques, électroniques ou micro haute impédance, un microphone électet incorporé avec son préampli associé, ce qui permet également une utilisation avec des instruments acoustiques ne disposant donc pas de sortie en tension. Passons maintenant à l'étude de l'ARPEL.



Le synoptique général

La plupart des procédures d'accordage sur instruments font appel à la comparaison avec un signal de haute stabilité en fréquence, fréquence choisie généralement à 440 Hz ce qui correspond au LA 3 de la gamme tempérée.

Il est bien évident qu'une fois cette note accordée sur l'instrument on procède par comparaison successive en barrant les cases adéquates sur une guitare (procédure itérative) tandis qu'en général l'ensemble du clavier se trouve du coup accordé (sur un orgue électronique ou un synthétiseur). Seuls les instruments, heureusement très rares, où l'accord de chaque note est indépendant des autres, ne peuvent pas être accordés avec un signal à fréquence unique, le cas type étant celui du piano électro-acoustique dont nous avons parlé au début.

Le mode de fonctionnement de l'ARPEL est simple à comprendre et se déduit parfaitement de son synoptique indiqué **figure 1**.

Un générateur à quartz fournit après division un signal carré parfaitement calibré en fréquence à 440 Hz, ce signal est injecté dans un premier convertisseur fréquence tension qui donc fournira en sortie une tension rigoureusement proportionnelle à la fréquence injectée à son entrée.

Un deuxième convertisseur fré-

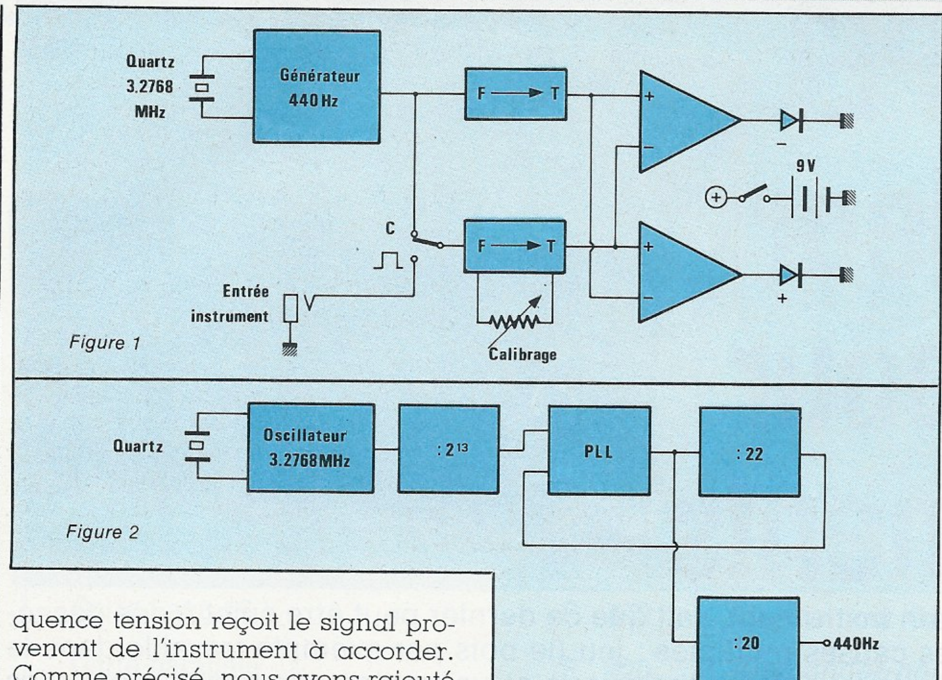


Figure 1

Figure 2

quence tension reçoit le signal provenant de l'instrument à accorder. Comme précisé, nous avons rajouté en dernier ressort un petit préamplificateur pour microphone, ce dernier, un modèle à électret, étant incorporé dans l'appareil. Les deux sorties des convertisseurs fréquence tension sont comparées dans un double comparateur qui pilote deux LED. Ainsi, d'après le synoptique, si la fréquence de l'instrument à accorder est supérieure à 440 Hz, la sortie du convertisseur fréquence tension du bas sera supérieure à celle du convertissuer recevant directement le signal étalon et c'est la LED + qui s'allumera. Dans le cas contraire, c'est la LED − qui sera actionnée. Afin de compenser d'inévitables dispersions dues en fait aux composants passifs utilisés dans les deux convertisseurs, nous avons prévu un inverseur, qui basculé en « C », calibre l'appareil en envoyant le 440 Hz sur les deux entrées des convertisseurs. Dans ce cas les deux diodes LED doivent s'allumer ensemble, l'action sur l'ajustable de calibrage permettant d'obtenir ce résultat avec précision. Le tout, afin de rester portatif, sera alimenté par deux piles plates de 4,5 volts montées en série. Les piles miniatures de 9 volts sont parfaites en tension, mais n'ont pas la capacité nécessaire, compte-tenu du débit d'environ une vingtaine de milliampères nécessité par l'ARPEL en fonctionnement. Nous allons maintenant rentrer plus en détail dans la structure de notre accordeur, et pour ce faire séparer notre exposé en deux parties, la première consacrée à l'oscillation étalon à quartz, et la seconde à la partie audio et convertisseur.

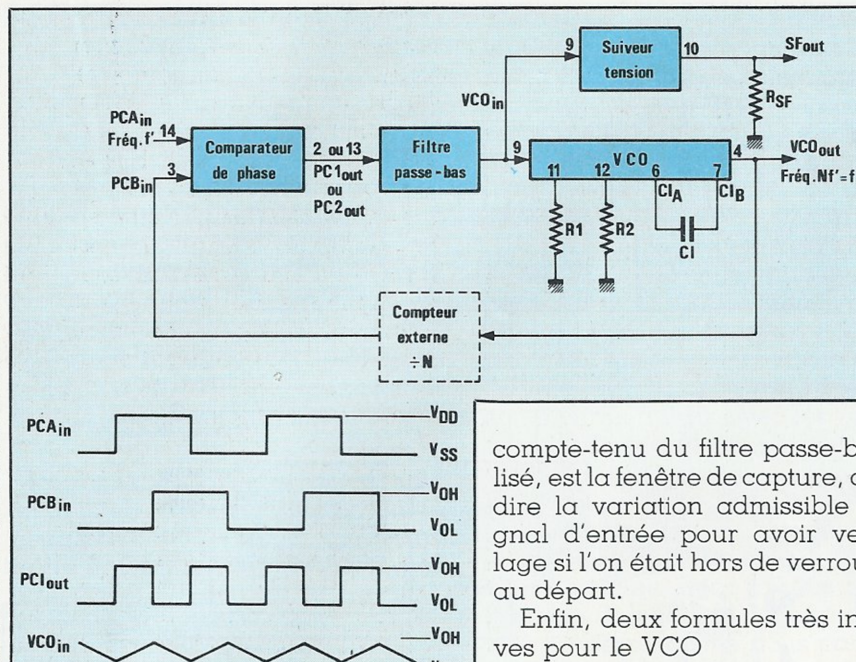
Le générateur à quartz 440 Hz

On pourrait penser que cette partie est de loin la plus simple à réaliser, bien plus en tout cas que les convertisseurs et la partie audio. Il existe, c'est vrai, des circuits du type de ceux rencontrés dans les orgues électroniques, qui, à partir d'un quartz de fréquence bien particulière, fournit des fréquences dans la gamme tempérée et notamment le LA 3 à 440 Hz ; ces circuits sont d'après nos informations en la matière, non prévus pour être utilisés avec une pile comme source d'alimentation, et sont particulièrement difficiles à se procurer. Ne parlons pas des quartz spéciaux, rarement à la portée de l'amateur. Bref, il a fallu nous creuser sérieusement la tête pour trouver une solution avec les quartz et diviseurs proposés par les revendeurs et cela d'autant plus qu'aucune combinaison de ces modèles courants n'aboutit à la fréquence désirée. Bien entendu, l'alimentation par pile nous a conduits à chercher du côté des circuits CMOS, peu gourmands en énergie, et nous sommes arrivés à la solution que nous indiquons **figure 2.**

Un oscillateur à quartz fournit la fréquence étalon à 3,2768 MHz (valeur courante) fréquence divisée par 2^{13} soit 8192 ce qui nous donne un signal à 400 Hz. Cette fréquence attaque l'une des entrées d'un comparateur de phase intégré dans un circuit PLL en d'autre termes boucle à verrouillage de phase, qui fournit à sa sortie un signal à 8800 Hz. Cette fréquence divisée par 22 nous redonne du 400 Hz comparée au 400 Hz du générateur et assurant le verrouillage nécessaire. Il ne reste plus qu'à diviser le 8800 Hz de sortie du PLL par 20 pour obtenir le 440 Hz que nous désirons. Notre solution peut sembler lourde, elle l'est sans nul doute, mais c'est la seule qui permette l'usage d'un quartz qui plus est ultra-standard puisque destiné à toutes les horloges et base de temps des réveils, et autres fréquencemètres et... décodeurs. Avant de passer au schéma électronique proprement dit, quelques indications ou rappels sur les boucles à verrouillage de phase en générateurs de fréquence sont données en **figure 3**, compte-tenu du circuit utilisé : le PLL CD 4046 appartenant à la famille des circuits CMOS. Ce dernier contient deux comparateurs de phase, ici nous n'utilisons que le premier qui n'est autre qu'une porte ou exclusif, puis un VCO (oscillateur commandé en tension), une Zener de référence non utilisée tout comme d'ailleurs un suiveur de tension. Le but poursuivi est simple, fournir en sortie c'est-à-dire sur la broche 4 du VCO un signal à la fréquence F telle que si F' désigne la fréquence d'entrée on ait :

$$F = NF'$$

où N est un entier qui n'est en fait que le rapport de division d'un compteur extérieur. Les chronogrammes sont illustrés en bas de la figure, si les deux fréquences aux deux entrées du comparateur de phase sont égales, celui-ci (un ou exclusif) fournit un signal carré de rapport cyclique 50 % donc de valeur moyenne égale à la moitié de l'amplitude crête-à-crête de ce signal, soit ici la moitié de la tension d'alimentation. Un filtre passe bas énergique extrait justement cette valeur moyenne ici VCO_{IN} borne 9, du signal carré PC1 out. Il suffit de s'arranger pour qu'à cette tension moyenne d'entrée du VCO, donc moitié de l'alimentation, corresponde une fréquence de sortie VCO telle que divisée par le compteur par N on retrouve la fréquence F' d'entrée et l'on a verrouillage. Si, pour une raison ou pour une autre, le signal de sortie du VCO voit sa fréquence augmenter, par exemple (F' d'entrée étant par définition stable car fournie par un quartz), PCB in va également augmenter. Le signal de sortie du comparateur de phase va voir son rapport cyclique modifié en sortie et la valeur moyenne va donc diminuer, ce qui va tendre à



faire baisser l'augmentation de fréquence initiale : Le système est stable, le même raisonnement pouvant être tenu en cas de baisse de F. Nous aurions pu utiliser une partie d'un autre PLL pour l'accord lui-même (à savoir le comparateur de phase), l'ennui c'est que le verrouillage se fait également sur les harmoniques du signal d'entrée et 440 Hz ce n'est ni 880 Hz ni 1760 Hz, on s'en douterait. La boucle PLL est caractérisée par les données suivantes :

$$2\,F_L = F_{MAX} - F_{MIN}$$

qui désignent la fenêtre de fréquence du signal d'entrée où la boucle resterait verrouillée si elle était verrouillée initialement : c'est la fenêtre de verrouillage.

$$2\,F_C = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{2\pi\,F_L}{R_3\,C_2}}$$

compte-tenu du filtre passe-bas utilisé, est la fenêtre de capture, c'est-à-dire la variation admissible du signal d'entrée pour avoir verrouillage si l'on était hors de verrouillage au départ.

Enfin, deux formules très indicatives pour le VCO

$$F_{MIN} = \frac{1}{R_2\,C_1}$$

$$F_{MAX} = \frac{1}{R_1\,C_1} + F_{MIN}$$

(Erreur possible dans un rapport de 4 d'après le fabricant).

avec bien entendu :

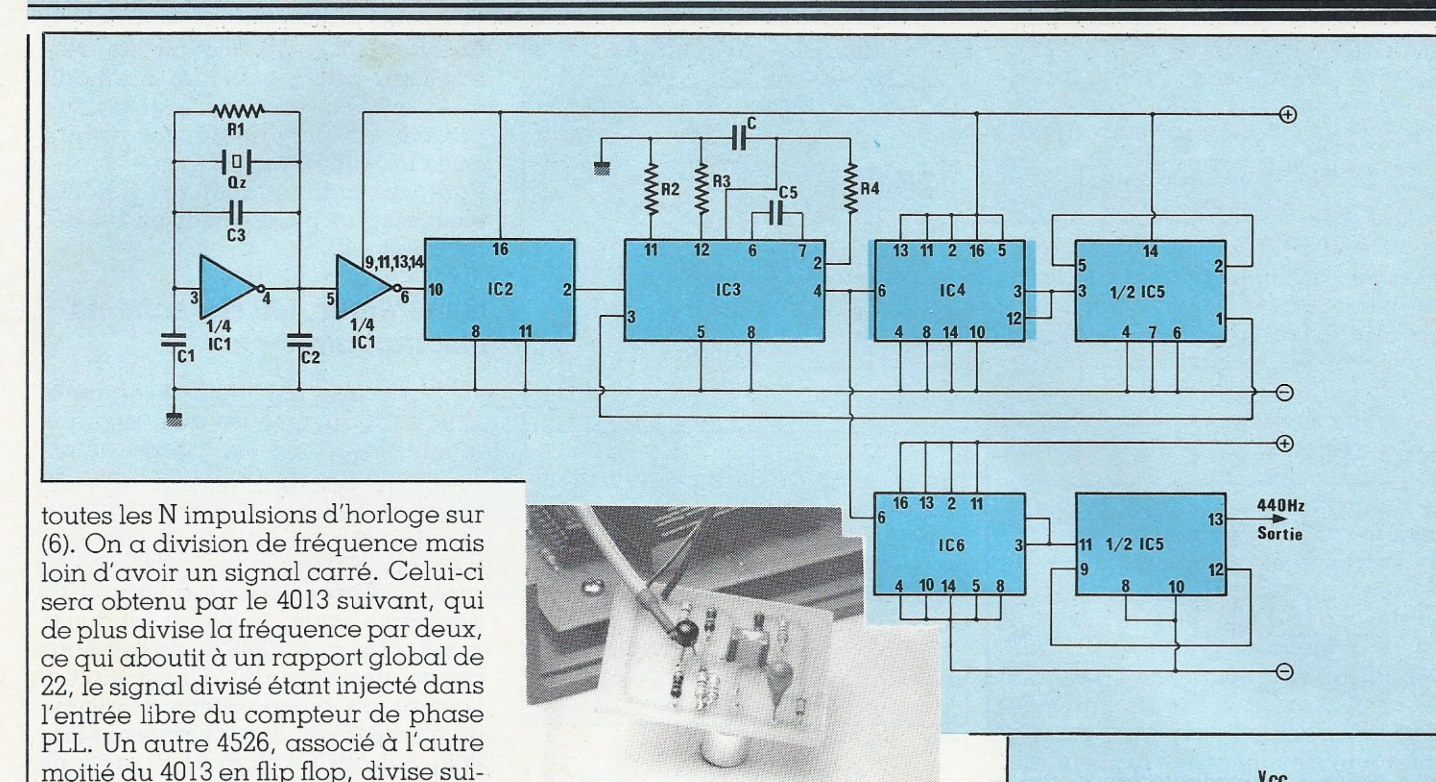
$$F = \frac{F_{MAX} + F_{MIN}}{2}$$ = fréquence de sortie du VCO en verrouillage.

D'une manière générale, on s'arrange pour avoir la fréquence de coupure du filtre passe bas égale à 1 à 2 % de F' pour avoir un bon filtrage, ce qui donne R_3 et C_2, puis on calcule R_1, R_2 et C_1 pour trouver F. 2 FL n'est pas très important ici, dans la mesure où nous n'avons pas une utilisation avec un signal d'entrée modulé en fréquence. Nous indiquerons pour les composants du VCO, la procédure de choix, les formules étant très indicatives. Il faut en effet absolument éviter d'avoir un verrouillage possible sur les harmoniques en éliminant celles-ci par un procédé simple ; ne pas les inclure dans la fenêtre F_{MAX} à F_{MIN}.

Passons maintenant au schéma électronique proprement dit du générateur 440 Hz.

Générateur 440 Hz, schéma électronique

Ce dernier est indiqué **figure 4.** Une porte inverseuse d'un sextuple trigger de Schmitt est montée en oscillateur à quartz a une fréquence de 3,2768 MHz. C_3 facilite le démarrage des oscillations en cas d'utilisation d'un 74C04 à la place du 4584 préconisé... Après passage par une deuxième porte, le signal est divisé par 8192 par le CE4020, ce qui nous donne un signal à 400 Hz appliqué à l'entrée du comparateur de phase du CD 4046, R_3, R_2 et C_5 ajustent F_{MIN} et F_{MAX} du VCO. Quant à R_4 et C_4, ils forment un filtre passe-bas très énergique car coupant vers 7 Hz. La sortie de ce filtre est, on le voit bien, injectée sur l'entrée 9 du VCO. Quant à l'entrée 5, c'est une entrée d'inhibition qui doit être portée au zéro en fonctionnement normal. La sortie 4 du VCO à 8800 Hz est d'abord divisé par 11 par un CD 4526 diviseur 4 bits par N, programmable. En fait, le 4526 est un décompteur présettable avec une sortie « O » décodée. Le chiffre N, entre 1 et 15, est affiché en binaire sur les 4 entrées 5, 11, 14, 2 (à partir du bit de poids faible). Le circuit décompte à partir de N jusqu'à zéro. A ce moment, la sortie décodée « O » (3) fournit une impulsion d'horloge et recharge N dans le circuit grâce à l'entrée Preset Enable (12) et ainsi de suite. Le résultat est une impulsion de sortie sur (3) toutes



toutes les N impulsions d'horloge sur (6). On a division de fréquence mais loin d'avoir un signal carré. Celui-ci sera obtenu par le 4013 suivant, qui de plus divise la fréquence par deux, ce qui aboutit à un rapport global de 22, le signal divisé étant injecté dans l'entrée libre du compteur de phase PLL. Un autre 4526, associé à l'autre moitié du 4013 en flip flop, divise suivant le même principe le 8800 Hz en 440 Hz.

La partie analogique et convertisseur fréquence tension 2917

Ici pas de synoptique, passons tout de suite à l'étude du LM 2917 convertisseur fréquence tension intégré. Ce circuit est disponible en deux versions, 8 et 14 broches. Nous avons choisi la version 8 broches qui nécessite un signal d'entrée référencé à la masse. Par rapport à son jumeau le 2907, le 2917 intègre en plus une Zener stabilisatrice qui sert simplement à la régulation de sa tension d'alimentation, ce qui ne change pas grand chose au principe indiqué **figure 5** mais qui, par contre, augmente grandement la précision. Nous n'entrerons pas dans la structure interne du LM 2917 mais regardons **figure 5**. Le 2907 ou 2917 contient un comparateur qui va transformer le signal périodique d'entrée à une fréquence F, en un signal de même fréquence mais de forme carrée. Le signal est injecté dans une pompe de charge. Il est important de comprendre que durant le même temps, le même courant circule dans la broche 2 et la broche 3, donc la même charge produit du courant par le temps. Les courants sont fournis par un circuit miroir de courant.

Durant une période T du signal d'entrée, la charge pompée dans la capacité est :

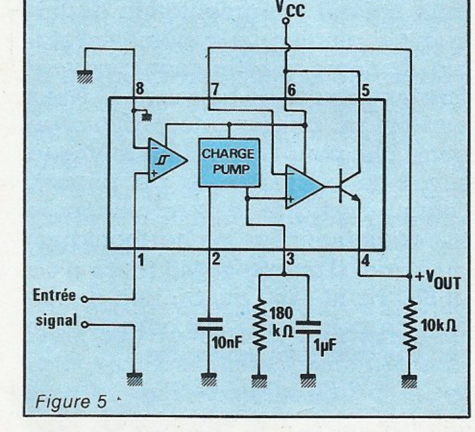


Figure 5

$Q = C\,V_{CC}$ où V_{CC} est la tension d'alimentation et C est C_1.

De la même façon si V_3 désigne la tension **moyenne** en (3) sur R_1, la charge dans R_1 sera :

$$Q_1 = I_1 \times T = \frac{V_3\,T}{R_1}$$

carte de commande « circuits imprimés »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
		Prix total TTC →	=
		Ajouter sur cette ligne les frais de port (12 F pour la France → métropolitaine ; 18 F pour DOM-TOM et étranger)	+
Pas d'envoi contre remboursement		Total à payer →	=

D'où également Q et Q_1 :

$$\frac{V_3\,T}{R} = C\,V_{CC} \rightarrow V_3 =$$

$$C_1\,V_{CC}\,R_1\,F \text{ avec } F = \frac{I}{T}$$

afin de ne pas perturber le montage par un courant dérivé de R_1, on prend l'image de V_3 par un suiveur de tension avec transistor amplificateur de façon à retrouver V_3 aux bornes de R_2, résistance de charge.

Donc finalement :

$$V_{OUT} = V_3 = V_{CC} \times R_1 \times C_1 \times F$$

Ici V_{CC} est en fait stabilisé par une Zener interne de 7,6 volts environ, la résistance chutrice étant indiquée en **figure 6.** On prendra donc non pas 9 volts pour V_{CC}, mais 7,6 volts. Notons que ceci n'a vraiment d'importance que si la mesure est absolue. Ici, notre mesure étant relative (sur deux LM 2917), la chute de V_{CC} affecterait les deux mesures de manière égale, mais enfin deux précautions valent mieux qu'une, d'autant que le prix est à peu près le même. Contrairement à ce que l'on pourrait avoir pour un circuit analogique, la précision est excellente et atteint en linéarité 0,3 % de la pleine échelle (il s'agit de l'erreur bien sûr) soit environ 2,6 Hz avec les composants indiqués et pour une mesure absolue et non relative avec calibrage bien plus pointu encore. Encore faut-il absolument que V_3 soit bien comme par hypothèse une tension moyenne, donc la plus proche possible d'un signal continu surtout si l'on opère comme nous par comparaison. A titre indicatif, si l'ondulation de V_3 est V_{RIPPLE} nous aurons :

$$C_2 = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{C_1}{V_{RIPPLE}} (1 - V_3/2)$$

plus C_2 est grand, plus l'ondulation V_{RIPPLE} est faible. Une valeur de 4,7 µF au tantale pour C_2 s'impose, cette capacité assurant le filtrage de la valeur moyenne.

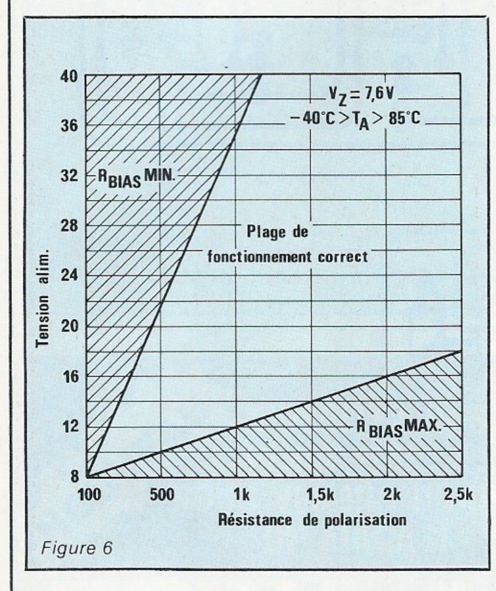


Figure 6

Le schéma électronique

Après ce que nous venons de dire, le schéma indiqué **figure 7** est évident. La **figure 7 bis** montre la circuiterie à ajouter avant le jack instrument, de façon à disposer d'un micro électret incorporé. Avec un instrument électrique ou électronique, on peut parfaitement rentrer sans passer par le microphone, le niveau d'entrée minimum étant d'environ 10 m V efficaces pour le LM 2917. Dans le cas où l'on passerait par un jack instrument relié au point M de SW2, on devra couper la liaison avec le préampli micro qui est très sensible ! Un interrupteur fera l'affaire.

Ce préampli reçoit sa tension d'un micro électret polarisé par une tension de 3,3 volts stabilisée par une Zener Dz et filtrée par C_{14}, C_{15} filtre vers 300 Hz le signal amplifié par T_1 monté en charge répartie avec un gain de 20. R_{17} et R_{16} polarisent T_1 dont la sortie est injectée à un comparateur avec un léger hystérésis procuré par R_{23} et R_{22}. Compte-tenu de la sensibilité du LM 2917, ce comparateur n'a été rajouté que par souci d'homogénisation des niveaux sur l'inverseur SW2.

Le montage des 2917 est identique pour IC_8 et IC_7 nous n'y reviendrons pas. Le potentiomètre P calibrera l'accordeur. Quant à R_{13} et R_5, ils chutent la tension pour les Zeners intégrées conformément à la **figure 6** (Attaque). Pour C_{11} et C_8 on choisira des modèles tantale. Enfin, IC_9 double AOP est monté en comparateur, pour 440 Hz les tensions sur R_8 et R_6 sont de l'ordre de 3,5 volts.

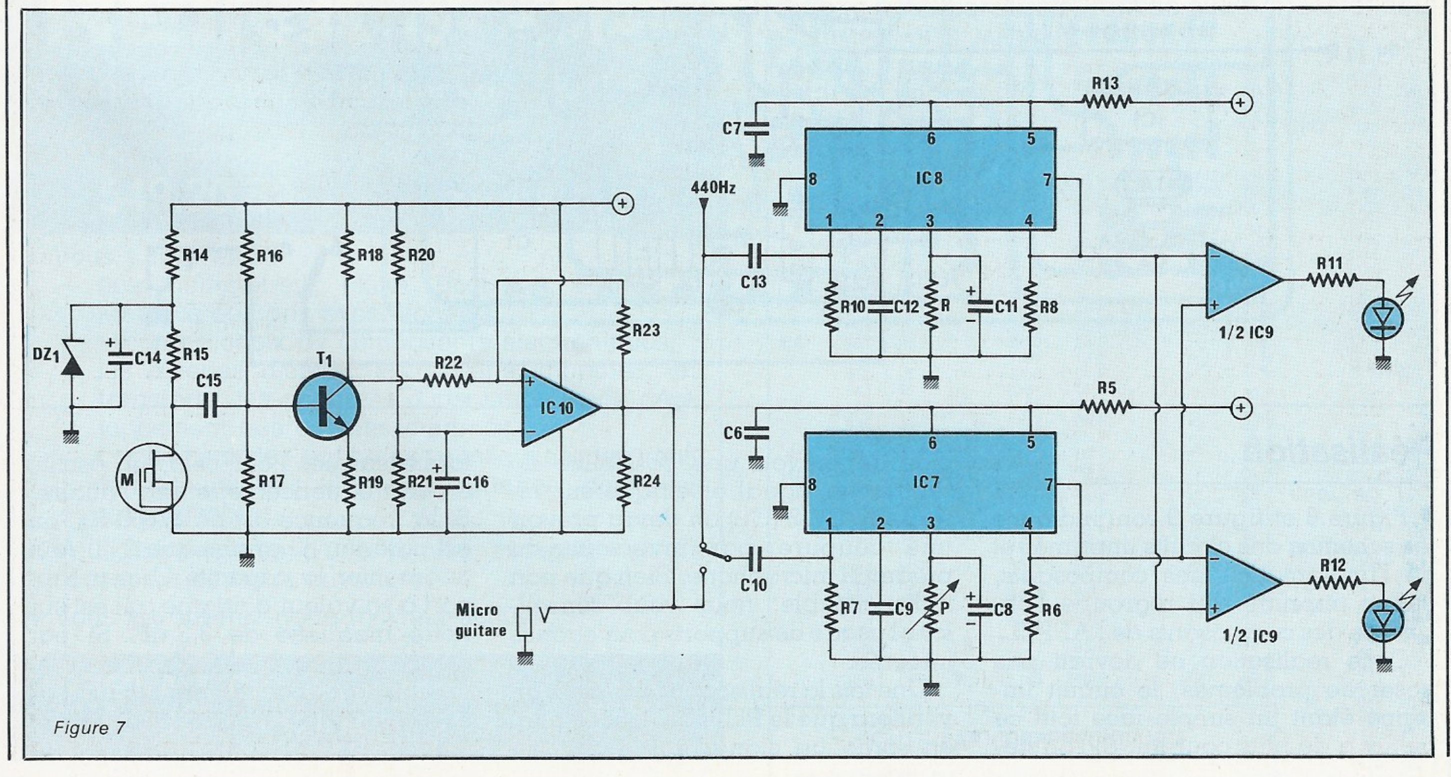


Figure 7

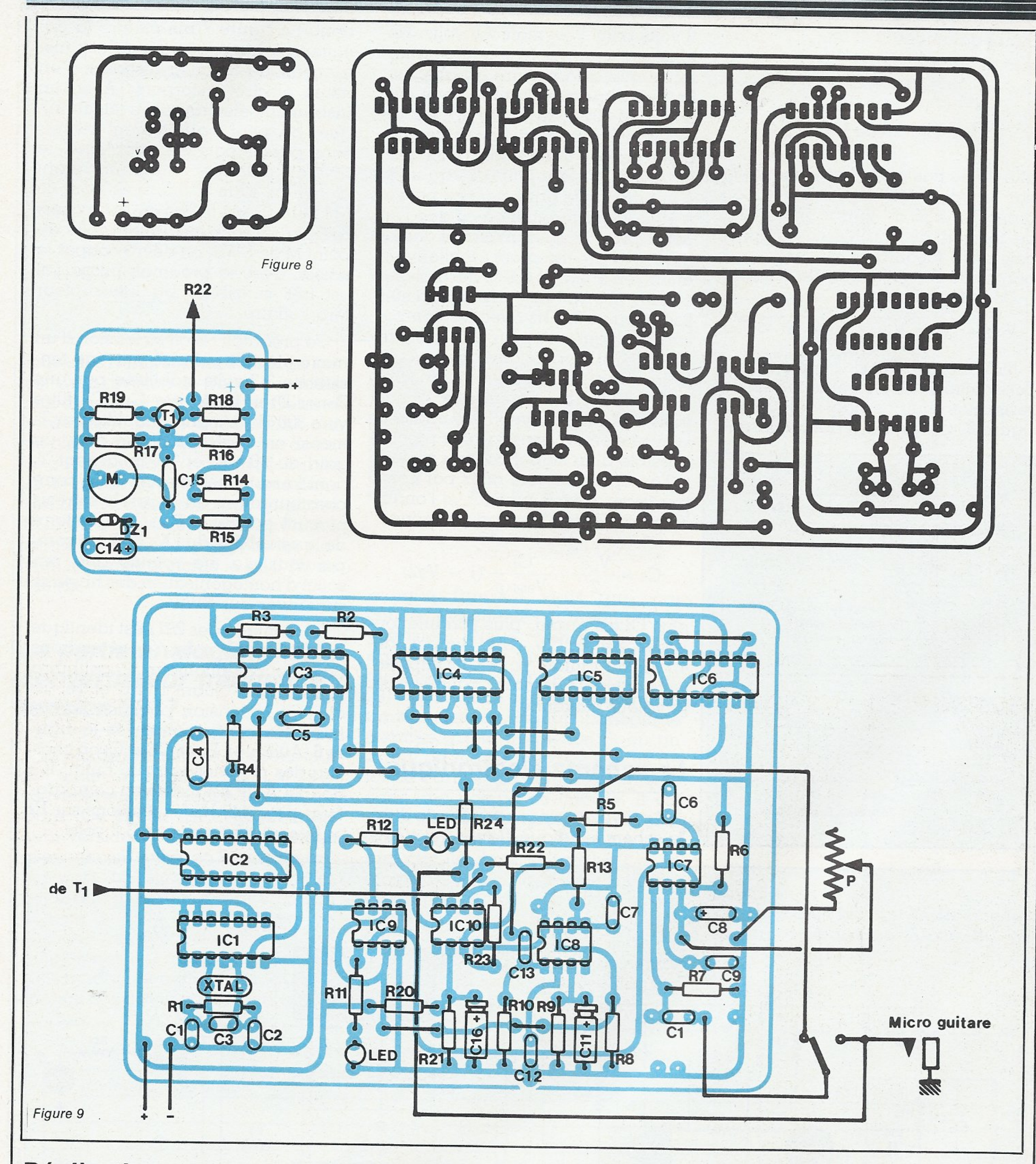


Figure 8

Figure 9

Réalisation

Figure 8 et **figure 9** sont indiqués les schémas des circuits imprimés et de l'implantation des composants, circuit imprimé qui regroupe l'ensemble des composants de l'ARPEL.

Cette réalisation ne devrait pas poser de problèmes, le circuit imprimé étant un simple face tout ce qu'il y a de plus courant. Si l'on décide de prévoir une possibilité de rentrer un signal électrique sur niveau de SW2 (C_{10}) on devra prévoir une coupure par inverseur du préampli microphone. Bien que non indispensable, nous vous conseillons l'usage de supports pour circuits intégrés.

Une fois la réalisation terminée, on vérifiera que le PLL 4046 fournit bien en sortie un signal à 8800 Hz, de forme carrée. Pour cela, un oscillo ou un fréquencemètre fera l'affaire. Si la fréquence est de 17600 Hz, on est calé sur l'harmonique 2, il faut augmenter la capacité C_5 par rapport à sa valeur d'origine qui est sur notre maquette de 3,3 nF. Si par contre on trouve 4400 Hz, il faut diminuer la capacité vers 1,8 nF par exemple. Avec 3 capacités, 1 nF, 3,3 nF et 5,6 nF, on devrait par es-

sais successifs s'en sortir. Malheureusement, le 4046 qui est le PLL le plus économique que l'on puisse trouver, souffre de dispersions de caractéristiques du VCO très importantes et il n'y a pas d'autres moyens de s'en sortir que de procéder à des essais.

Enfin un dernier point, le choix du potentiomètre P monté en ajustable. Nous avons eu la chance de disposer de composants miniatures type CERMET, ce qui ne sera peu être pas votre cas, la meilleure solution à notre sens est alors de monter un ajustable 10 tours de la valeur indiquée, sur un petit morceau de circuit imprimé relié en lieu et place de P, et ajustable par un petit tournevis de l'extérieur par un trou dans le boîtier. L'ajustable 10 tours a le mérite de ne pas coûter trop cher et dêtre très facilement disponible. Ne jamais prendre pour P un potentiomètre au carbone trop instable quelle que soit la solution pour P. Le calibrage consistera à basculer SW2 en position C (calibrée) et à obtenir l'allumage simultané des deux diodes LED. Quant à la source d'alimentation, nous l'avons déjà précisé, on prendra pour le 9 volts, deux piles de 4,5 volts en série.

Conclusion

Voilà un montage qui nous l'espérons vous rendra, à moindre coût, un grand service. Bon montage et... bonne chance.

G. GINTER

NOMENCLATURE

Résistances

R_1 : 4,7 MΩ	R_{13}: 330 Ω
R_2 : 100 kΩ	R_{14}: 1 kΩ
R_3 : 82 kΩ	R_{15}: 2,2 kΩ
R_4 : 22 kΩ	R_{16}: 68 kΩ
R_5 : 330 Ω	R_{17}: 7,5 kΩ
R_6 : 10 kΩ	R_{18}: 6,8 kΩ
R_7 : 22 kΩ	R_{19}: 330 Ω
R_8 : 10 kΩ	R_{20}: 10 kΩ
R_9 : 47 kΩ	R_{21}: 10 kΩ
R_{10}: 22 kΩ	R_{22}: 4,7 kΩ
R_{11}: 2,2 kΩ	R_{23}: 1 MΩ
R_{12}: 2,2 kΩ	R_{24}: 10 kΩ

P: 100 kΩ ajustable (voir texte)

Semiconducteurs

IC_1 : 4584	IC_4 : 4526
IC_2 : 4020	IC_5 : 4013
IC_3 : 4046	IC_6 : 4526

IC_7 : LM 2917 (8 broches)
IC_8 : LM 2917 (8 broches)
IC_9 : LM 358
IC_{10}: 741 ou TL 081
T_1: BC 239 C
R_Z : Zener 3,3 volts.

Divers

Inverseurs, coupleurs pour pile plates, 2 LED rouges, circuit imprimé, quartz 3,2768 MHz, boîtier. hobby box, réf.: AL 11 P

Condensateurs

C_1 : 15pF	C_9 : 22 nF
C_2 : 15 pF	C_{10}: 220 nF
C_3 : 15 pF	C_{11}: 4,7 µF Tantale
C_4 : 1 µF MKH	C_{12}: 22 nF
C_5 : 3,3 nF (voir texte)	C_{13}: 220 nF
C_6 : 0,1 µF	C_{14}: 10 µF
C_7 : 0,1 µF	C_{15}: 100 nF
C_8 : 4,7 µF Tantale	C_{16}: 10 µF

Les circuits de réalignement : un marché porteur

Pour travailler sur des signaux vidéo TV, il est indispensable de connaître cette fonction qu'est le réalignement quelquefois appelé restitution du niveau ou de la ligne de base ou encore clamp.

Ce dernier terme étant souvent francisé, dans le jargon TV on dira qu'un signal est clampé lorsqu'il aura été traité d'une certaine manière que nous allons découvrir.

Nous sommes en présence d'un signal vidéocomposite constitué par les tops de synchro ligne et trame, le signal de luminance et les composantes de chrominance. Le niveau de référence est bien sûr le niveau du noir. les tops de synchro ligne et trame sont situés sous le niveau de référence (0 à – 0,3 V) et le signal de luminance peut avoir une amplitude quelconque comprise entre 0 et + 0,7 V pendant toute la durée utile de la ligne : 52 µs.

Comment traiter ce signal vidéocomposite ?

Dans un premier temps on prélève, par filtrage, les composantes de chrominance que l'on envoie vers les circuits de traitement couleur PAL, SECAM ou NTSC, selon le standard. Toujours par filtrage, on élimine les composantes de chrominance contenues dans le signal vidéocomposite. Le signal obtenu résulte de l'addition du signal de synchronisation composite et du signal de luminance.

Que se passe-t-il lorsque ce signal traverse un condensateur de liaison entre deux étages ?

Analysons le phénomène dans les deux cas suivants :

1. top de synchro ligne suivi d'aucun signal de luminance pendant toute la durée utile de la ligne : environ 52 µs ;
2. top de synchro ligne suivi d'un signal de luminance maximal pendant toute la durée utile de la ligne.

Admettons que dans ces deux cas le niveau du noir ait la même valeur : V. Si, pour attaquer un étage amplificateur par exemple, ces deux signaux traversent un condensateur, à l'entrée de l'amplificateur les deux signaux sont recentrés autour d'une nouvelle valeur fonction de la polarisation de l'entrée et du contenu de l'image. Si V_I est la polarisation de l'entrée de l'ampli on aura les nouveaux niveaux au noir suivants :

V_I – 18 mV pour le premier signal et V_I + 550 mV pour le second. Ce qui revient à dire que le niveau de référence varie avec le contenu de l'image (18 mV et 550 mV représentent la valeur moyenne de la tension sur une ligne dans chacun des cas).

Quel remède adopter ?

Si l'on admet que le signal d'entrée est fourni à un niveau de référence constant quel que soit le contenu de l'image, il existe au moins une solution évidente : travailler en liaison continue sur tout le long de la chaîne de traitement - jusqu'aux canons du tube -; cette solution a quelquefois été adoptée sur des récepteurs TV noir et blanc. En TVC cette solution est extrêmement difficile à mettre en œuvre puisque la chaîne de traitement est beaucoup plus complexe.

Dans ces conditions on préfère **restituer** la composante continue.

Restitution du niveau de référence

Nous avons vu, qu'après la traversée d'un condensateur de liaison le niveau du noir variait en fonction du contenu de l'image. On « clampe » le signal en échantillonnant le niveau de référence pendant environ 4 µs après le front montant du top de synchro ligne.

L'échantillon ainsi acquis est mis en mémoire dans un condensateur jusqu'à la prochaine mesure - pendant 60 µs.

On peut finalement, soustraire la tension mise en mémoire au signal vidéo ayant traversé le condensateur et ajouter un potentiel de décalage de son choix. Cette solution donne de bons résultats et est mise en œuvre dans un grand nombre de circuits intégrés.

Signalons que dans le cas de signaux périodiques, l'opération est relativement simple et que le problème est sensiblement plus compliqué pour des signaux aléatoires.

Quels circuits mettre en œuvre ?

Classiquement, lors de la conception d'un circuit, lorsque l'on ressent la nécessité d'employer telle ou telle fonction, le travail commence par une recherche du produit le mieux approprié à ses besoins. D'où direction la bibliothèque et les manuels des différents constructeurs.

Le choix ne pose en général pas trop de problème et l'étude du circuit continue jusqu'à une réalisation finale.

Il arrive malheureusement que certains circuits aient beaucoup de

succès, et que certains composants deviennent introuvables ou chers.

Le schéma de la **figure 1** montre comment remplacer un circuit de traitement de luminance TBA 970 par un circuit TCA 660 B. Le circuit intégré TCA 660 B est un circuit de traitement pour la luminance et les deux voies de chrominance : R−Y, B−Y.

Dans le cas du TCA 660 B tous les circuits relatifs aux traitement de R−Y et B−Y sont inutilisés - broches 6 à 12.

Pour obtenir le maximum de détails on peut se reporter à la documentation existante mais ce n'est pas nécessaire s'il ne s'agit que du remplacement d'un circuit TBA 970.

La résistance connectée entre la broche 16 et le pôle d'alimentation + 12 V devra valoir impérativement 1,5 kΩ pour polariser convenablement l'étage d'entrée.

Le circuit TCA 660 B ayant un gain supérieur au circuit TBA 970, la compatibilité est assurée en plaçant en sortie un diviseur par environ 2,8.

Ce diviseur atténue aussi bien la composante continue de sortie que l'amplitude du signal vidéo.

De récents essais montrent que le remplacement ne pose pas de problèmes en utilisant le schéma fourni. Peut-être aurons-nous l'occasion d'utiliser ce circuit dans de nouveaux montages vidéo.

Figure 1

Figure 2



Un détecteur de métaux avec compensation de l'effet de sol

1re PARTIE

Généralités et choix du schéma

Après avoir réalisé tous les détecteurs de métaux dont il a trouvé les plans, soit par relation, soit dans les différentes revues françaises en sa possession, l'auteur en est arrivé à la conclusion suivante : s'ils fonctionnent correctement sur table, la présence du sol rendent leur utilisation quasi-impossible.

C'est pour cette raison que, quoique les détecteurs de métaux soient moins en vogue qu'à une époque encore récente, nous avons pensé utile de vous faire bénéficier du fruit de nos multiples expérimentations dans ce domaine qui ont abouti à l'étude de la réalisation d'un appareil qui s'affranchit des défauts maintes fois constatés aussi bien sur des appareils décrits dans les revues que ceux commercialisés.

Prenons l'exemple d'un détecteur de métaux à battement de fréquence (B.F.O. en anglais) paru dans RADIO PLANS « Presse Technique étrangère » n° 367 p. 71.

Sur table, avec une fréquence de battement d'une seconde (self de détection de 25 cm de diamètre, fréquence de travail 150 kHz), il détectait une pièce de 20 centimes à 20 cm dans l'air et discriminait. L'aptitude d'un détecteur de métaux à distinguer les métaux ferreux de non ferreux s'appelle la discrimination. En présence d'un clou, métal ferreux, la fréquence de battement augmentait, en présence d'une rondelle de laiton, la fréquence diminuait ; ou inversement.

En effet, la présence d'un métal ferreux à proximité d'une self fait augmenter son inductance et diminuer son facteur de qualité, un métal non ferreux fait diminuer son inductance et son facteur de qualité.

La fréquence d'un oscillateur LC est donnée par la formule de Thomson :

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

F en Hertz avec L en Henry et C en Farad. Appelons Δf la fréquence de battement $|F_1 - F_2|$, (les fréquences $F_1 + F_2$ et leurs harmoniques étant supposées éliminées efficacement), F_1 la fréquence de l'oscillateur qui contient la self de détection et F_2 celle de l'oscillateur de référence, en présence d'un métal ferreux, on obtient :

— si $F_1 > F_2$

$F_1 - F_2 = \Delta f$

Si F_1 diminue, Δf diminue

— si $F_1 < F_2$

$F_2 - F_1 = \Delta f$

Si F_1 diminue, Δf augmente.

En présence d'un métal non ferreux :

— si $F_1 > F_2$

$F_1 - F_2 = \Delta f$

Si F_1 augmente, Δf augmente

— si $F_1 < F_2$

$F_2 - F_1 = \Delta f$

Si F_1 augmente, Δf diminue.

L'expérience montre que pour un appareil de ce type, la discrimination n'est possible que lorsque la fréquence de battement est très faible, quelques Hertz donnent les meilleurs résultats. L'oreille fait très bien la différence entre 4 Hz et 2 Hz mais plus difficilement entre 1000 Hz et 998 Hz. Peut-être un mélomane averti le peut-il ? L'auteur pas.

Après une mise en boîte de l'appareil décrit ci-avant, alors qu'il battait la seconde, tête de détection en l'air, il fonctionnait à 500 Hz en contact avec le sol. Le moindre mouvement de la tête par rapport au sol faisait varier la fréquence de telle sorte que la présence d'une pièce métallique posée sur le sol était totalement camouflée par les variations de fréquences dues au mouvement de la tête par rapport au sol. Le phénomène, observé par tous ceux qui ont essayé de réaliser un « chercheur de trésor » est connu en matière de détecteur de métaux sous le nom d'effet de sol. A de rares exceptions près, les sols contiennent des oxydes métalliques qui perturbent les têtes de détection, plus justement les selfs qu'elles contiennent. L'effet de sol se traduit par une perméabilité plus faible que celle du fer qui déséquilibre en permanence la tête de détection. Dans ces conditions essayer de faire en outre la discrimination tient du rêve.

Les détecteurs de métaux travaillant par mesure de la variation de fréquence d'un oscillateur LC en présence d'une masse métallique : battement de fréquence, haute fréquence modulée BF, Boucle de Phase, etc. sont peu performants pour la recherche des objets dans le sol et leur sensibilité au regard des petits objets reste assez faible.

L'auteur profite de cet article pour mettre en garde les lecteurs qui ne souhaitent pas réaliser l'appareil qui sera décrit ci-après mais qui désirent en acheter un du commerce :

— essayer toujours un détecteur avant de l'acheter au-dessus du sol et non dans un bac contenant un sable sans aucun oxyde métallique. Vous risquez d'être déçu par la suite ;

— si l'on vous affirme que dans le sol les performances sont le double que dans l'air, c'est un mensonge ;

— si l'on vous met une minuscule pièce sous une brique ou sous un pot de fleurs et que l'appareil sonne, il

n'a pas détecté la pièce mais l'argile cuite ; les terres cuites sont détectées au même titre que les métaux non ferreux. L'argile crue possède une susceptibilité magnétique presque négligeable, tandis que cuite, elle possède un magnétisme spécifique plus important. L'argile acquiert en refroidissant après cuisson un magnétisme qu'elle conserve indéfiniment. La chaleur de la cuisson a pour effet de libérer les particules ferromagnétiques qui s'orientent selon la direction du champ magnétique local. Cette argile cuite possède alors les propriétés d'un aimant permanent très faible. Avec un appareil sensible, un morceau de brique est très facilement détecté.

— Essayer l'appareil vous-même car un coup de poignet juste au-dessus de l'objet enterré peut faire croire qu'il a détecté l'objet mais en réalité, lors du brusque déplacement de la tête il a détecté le sol ou plutôt son absence.

— Le meilleur pour la fin, des pièces sont enterrées à l'avance sur le lieu de la démonstration et celle-ci se transforme en pêche miraculeuse.

Tous ces appareils qui ne donnaient pas satisfaction à l'auteur l'on conduit à se fixer les trois objectif suivants :

1°) réaliser un appareil plus sensible ;

2°) concevoir un appareil qui discrimine automatiquement ;

3°) essayer de s'affranchir de l'effet de sol qui engendre une gêne particulièrement importante.

Réaliser un appareil plus sensible

Trois expressions reviennent inlassablement à la lecture de tous les prospectus publicitaires des appareils commerciaux : V.L.F. (ou T.B.F. en français), Emetteur-récepteur, Balance d'induction.

T.B.F. ou très basses fréquences. En matière de détecteur de métaux, la très basse fréquence semble se situer entre 4 000 Hz et 8 000 Hz. La réalisation d'un appareil à battement de fréquence fonctionnant à 2 000 Hz montre que les phénomènes observés avec une fréquence de travail de 150 kHz sont toujours présents. La sensibilité diminue entraînant un affaiblissement de l'effet de sol. De plus, l'appareil s'alourdit car la self de détection comporte un nombre plus important de spires pour descendre à cette fréquence. En la matière, la basse fréquence n'apporte guère d'amélioration.

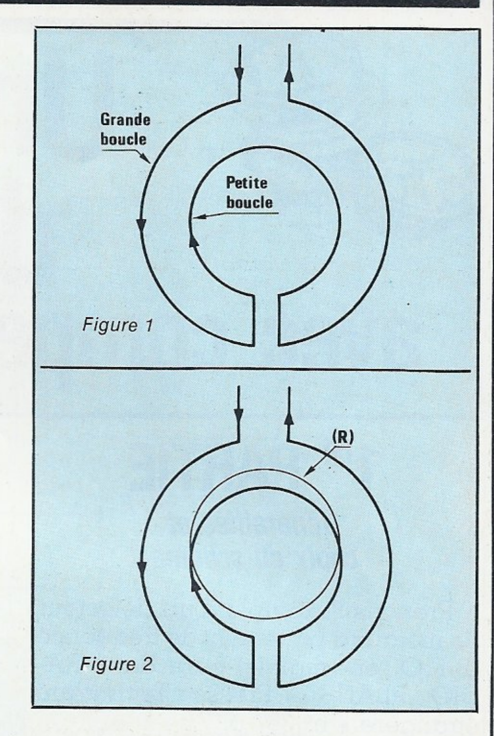
Emetteur récepteur : La lecture de l'article paru dans Radio-Plans n° 365 presse techniques étrangères page 76 laissait croire que cet appareil fonctionnait avec le principe de l'émetteur-récepteur mais après réalisation et réflexion, il s'agit en fait d'un B.F.O. camouflé avec les mêmes insuffisances.

Balance d'induction : La littérature sur le sujet est particulièrement mince. Même les brevets relatifs à ces appareils laissent toujours dans l'ombre la description des bobinages contenus dans les têtes de détection. S'adressant à des initiés, la disposition théorique des bobinages leur est connue depuis longtemps. Simultanément à cette quête de documentation, l'auteur a confectionné bobinages sur bobinages, de toutes les formes, de toutes les tailles, multipliant les essais sans pouvoir détecter autre chose qu'un radiateur. Et c'est à la suite de la lecture d'un livre s'intitulant « La Prospection-La détection » de Madame Havard, MM. Beaudron et Odinot qu'enfin nous avons eu un aperçu de la forme que pouvait prendre les selfs des détecteurs autres qu'à battement de fréquence. Il y figure en effet divers schémas.

Le travail effectué auparavant, apparament inutile puisque seul un radiateur de belle dimension était détecté par les appareils fabriqués, permettait de comprendre le fonctionnement d'un appareil à émetteur-récepteur ou balance d'induction.

Comment fonctionne un tel appareil ?

Examinons le bobinage construit comme indiqué à la **figure 1.** Parcouru par un courant, l'induction produite par la grande boucle est en opposition avec celle engendrée par la petite boucle. Si l'on dispose maintenant un bobinage (R) sur cette dernière boucle **(figure 2),** il est soumis à deux champs d'induction opposés, celui de la grande boucle et celui de la petite boucle. Le champ de la grande boucle est plus important que celui de la petite boucle mais le bobinage (R) est en relation plus étroite avec celle-ci puisque posé dessus. Il devient évident que pour une certaine configuration des 3 bobinages, l'induction résultante sera nulle dans le bobinage (R). On dispose donc sur (R) d'un signal nul ou presque alors qu'est rayonné un champ électromagnétique important.

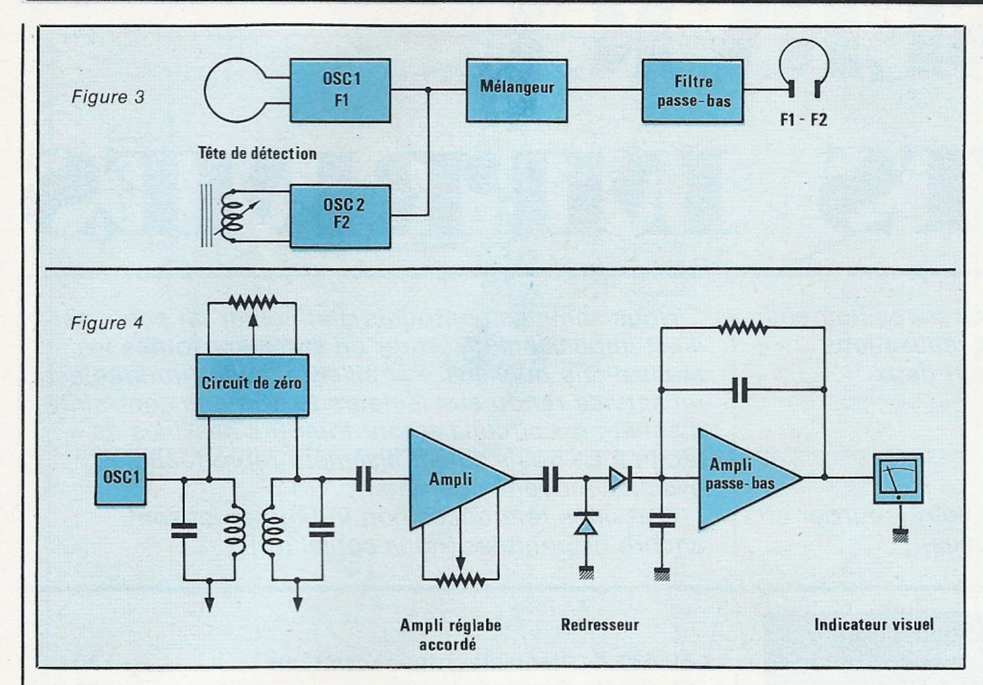


La présence d'une masse métallique modifie les lignes de champs et perturbe l'équilibre. Le signal résultant induit dans (R) n'est plus nul. La grande boucle et la petite boucle s'appellent l'émetteur, et le bobinage (R) posé entre les deux, le récepteur.

Sommes-nous en présence d'un appareil Emetteur-Récepteur ou à balance d'induction ? Indéniablement, il possède bien un récepteur et un émetteur, mais le récepteur est bien d'une configuration de balance d'induction. La subtilité entre les deux dénominations nous échappe. Peut être un lecteur initié pourra-t-il nous éclairer.

La conception d'un détecteur de métaux est maintenant possible conformément à la **figure 3.** Il est composé d'un oscillateur LC dont la self sera bobinée selon le schéma de la figure 1, d'un récepteur dont le bobinage (R) sera accordé sur la fréquence de l'oscillateur et disposé de telle façon qu'à peu près aucun signal ne soit induit. Si l'on souhaite disposer d'une grande sensibillité, il faudra concevoir un circuit annulant le signal résiduel dans (R). Ce circuit est appelé « circuit de zéro » ou « circuit de nul ». Ainsi l'amplificateur situé à la sortie du récepteur pourra avoir un grand gain. En général, ce réglage est accessible depuis l'extérieur du boîtier car l'usure de la pile et la température ont une influence sur l'équilibre de la « balance ».

L'amplificateur dont il est souhai-



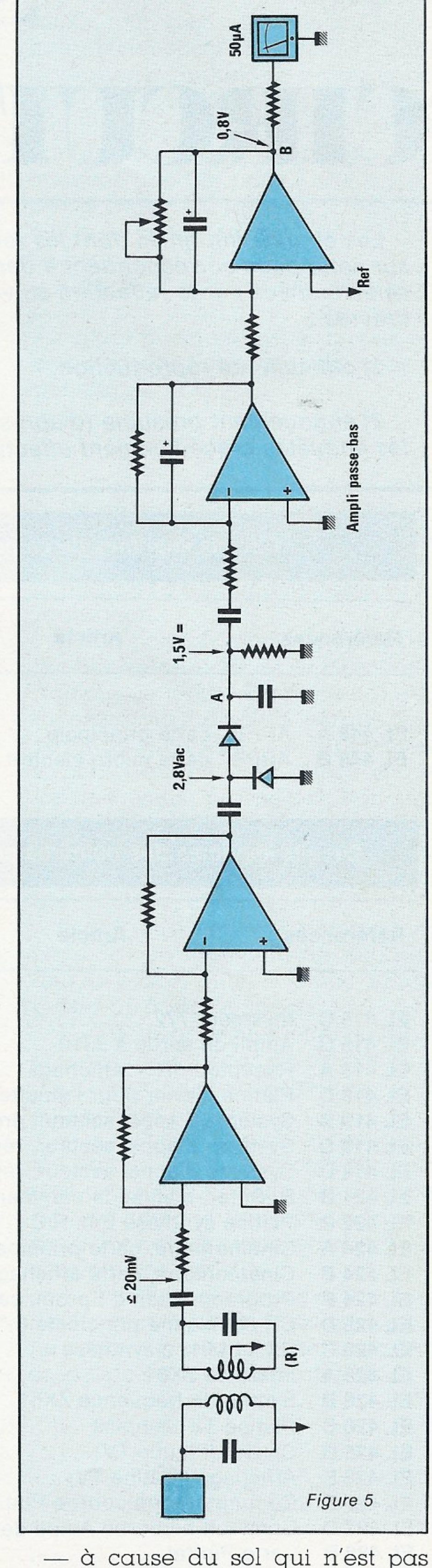


Figure 5

table que le gain soit réglable est suivi d'une cellule de redressement, puis d'un filtre passe-bas pour éliminer l'ondulation résiduelle éventuelle et d'un galvanomètre (**figure 4**). Vous disposez ainsi d'un détecteur de métal extrêmement sensible à détection visuelle. Détecter une pièce de 10 F à 30 cm avec une tête de 20 cm de diamètre devient possible. Cet appareil détecte indifféremment les métaux ferreux et non ferreux. En jargon de détection le terme utilisé est « toute détection ».

Notre premier contrat est rempli ; le détecteur est sensible, mais il ne discrimine pas et l'effet de sol est d'autant plus important que l'appareil est sensible. Il faut noter que nous ne mesurons plus une différence de fréquences mais une variation d'induction et que nous n'utilisons plus pour détecter les variations des caractéristiques d'une self en présence de métal mais les perturbations de lignes de champs.

Faire discriminer l'appareil conçu précedemment

Réalisons l'appareil de la **figure 5**. Il ne possède plus de circuit de nul. Disposons le récepteur (R) de telle façon qu'un signal de l'ordre d'une vingtaine de mV soit présent aux bornes de ce bobinage. Avec les valeurs indiquées, nous obtenons au point A une tension continue d'environ 1,5 volt. On observe alors qu'en approchant un objet ferreux, le signal du point A va diminuer, qu'en approchant un métal non ferreux le signal va augmenter ou inversement. Selon la position de la bobine (R), on obtient un phénomène ou l'autre. Il s'ensuit que le courant qui traverse le galvanomètre diminuera ou augmentera selon le cas. La déviation de l'aiguille, indiquera bien qu'elle a détecté un métal et en plus sa nature : ferreux ou non ferreux.

Le fait de ne plus annuler le signal de réception entraîne une perte de sensibilité dans l'air et une pièce de 10 F n'est plus détecté qu'à 20 cm. Un essai sur le sol montre que si l'aiguille est en équilibre vers le milieu du cadran et si un métal ferreux fait diminuer la tension au point A, le galvanomètre :

— sera parcouru par un courant en présence d'un métal ferreux ou si la tête s'approche d'un sol minéralisé ;

— sera parcouru par un courant supérieur en présence d'un métal non ferreux ou si la tête s'éloigne d'un sol minéralisé.

Deuxième contrat rempli ; l'appareil discrimine tout en possédant une sensibilité correcte mais le sol gêne toujours pour apprécier la présence d'une petite masse métallique.

La compensation de l'effet de sol

Comme indiqué précédemment, tout déplacement de la tête par rapport au niveau du sol entraîne un déplacement de l'aiguille du galvanomètre ainsi qu'une variation de la tension au point (B) **figure 5**.

La minéralisation du sol gêne :

— par suite du déplacement oscillant de la tête de détection par rapport au sol, tête qui est manipulée à bout de bras ;

— à cause du sol qui n'est pas parfaitement nivelé.

En effet, sur un sol minéralisé uniformément, avec une tête de détection qui se déplace parallèlement au sol, ou sur le sol, le moindre morceau de métal - dans la limite de la sensibilité de l'appareil - sera détecté sans

suite p. 71

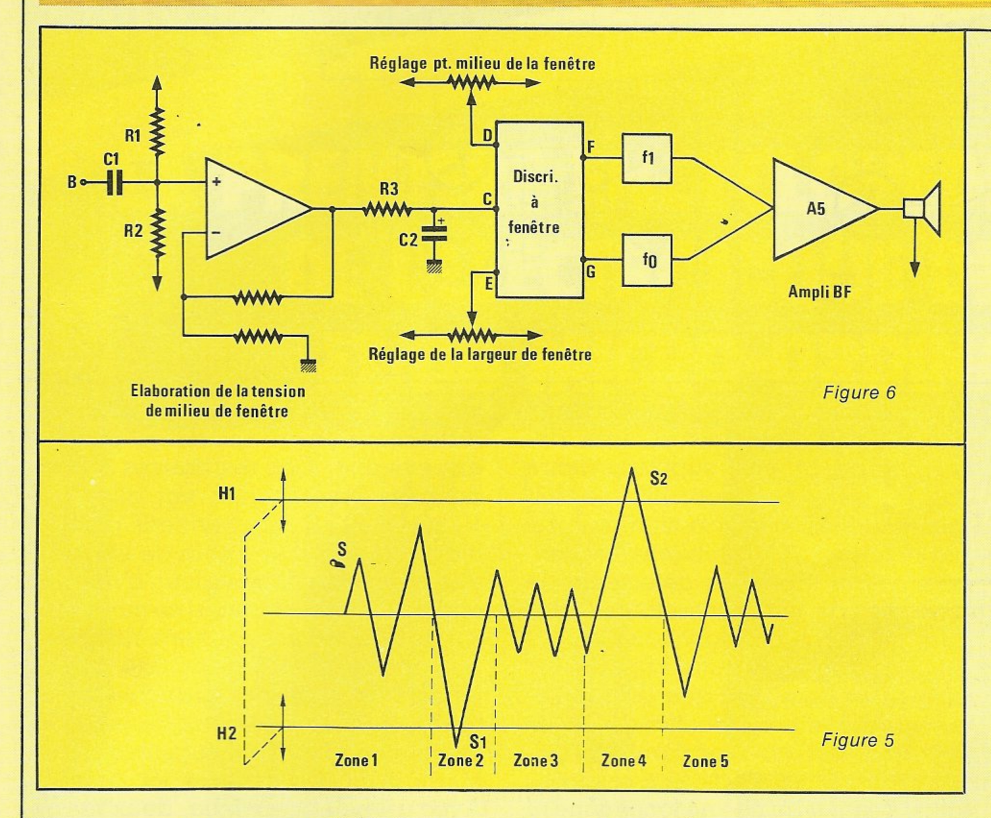


Figure 6

Figure 5

aucun problème. Cette situation n'étant pratiquement jamais remplie, il faut s'affranchir de l'oscillation de la tête, et par conséquent du signal au point (B). Le réglage de sensibilité permet de limiter les variations d'amplitude du point (B).

En l'absence de pièce métallique et sur un sol minéralisé, l'oscillation naturelle de la tête fait varier le signal au point (B) entre 2 valeurs ou seuil H_1 et H_2 **figure 5** zones 1, 3 et 5 qui dépendent de la minéralisation du sol, de l'oscillation de la tête par rapport au sol et de la valeur du gain de l'amplificateur. Toute présence métallique entraînera un dépassement des seuils (zones 2 et 4).

Une directivité pas très importante de la tête augmente les performances du système. Pour compenser l'effet de sol, il suffit de posséder une « fenêtre » réglable de façon symétrique par rapport à une tension de valeur fixe, milieu de « fenêtre »; cette tension doit être indépendante de l'état de minéralisation du sol. Tant que le signal (S), **figure 5**, se trouve situé entre les 2 seuils H_1 et H_2, (zones 1, 3 et 5), l'appareil reste silencieux. Dès que le signal (S) position (S2) **figure 5**, zone 4, sort de la « fenêtre » par une valeur supérieure au seuil supérieur, il faut se considérer en présence d'une masse métallique non magnétique, et un signal spécifique est déclenché. Dès que le signal (S) position (S1) **figure 5**, zone 2 sort de la « fenêtre » par une valeur inférieure au seuil inférieur H_1, nous sommes en présence d'une masse métallique et magnétique un signal spécifique est déclenché. Plus le sol sera minéralisé, plus l'opérateur sera malhabile à contrôler la position de la tête par rapport au sol et plus il sera nécessaire de posséder une « fenêtre » large, diminuant d'autant la sensibilité de l'ensemble.

Il est possible d'inverser les sens de variation du signal S: augmentation pour un métal non ferreux, diminution pour un métal ferreux par déplacement de la bobine de réception. Cela sera expliqué dans la partie mise au point de la tête de détection.

Un détecteur conçu comme indiqué à la **figure 6** est sensible, discrimine et reste silencieux lorsque la tête n'est perturbée que par la minéralisation du sol. Le signal, prélevé au point B, est amplifié par un amplificateur dont la tension d'entrée est fixée par les résistances R_1 et R_2. le condensateur C_1 élimine la composante continue du signal (B). Cette tension, multipliée par le gain de l'amplificateur donne la tension d'entrée du discriminateur à seuils. Elle doit être identique à la tension D référence du point milieu du discriminateur à seuils. La variation de la tension en E détermine la largeur de la fenêtre. Le réglage fait varier la valeur des seuils Haut et Bas symétriquement par rapport à la valeur du point milieu. Il est dénommé « réglage de l'effet de sol ».

A la sortie du discriminateur à seuils tout dépassement du seuil haut déclenche l'oscillateur F_1 dont la fréquence audible est le double de celui de l'oscillateur F_2. Le signal amplifié par l'ampli A_5 active le haut-parleur. La valeur des fréquences importe peu. Il s'agit simplement que les signaux soient audibles et parfaitement distincts l'un de l'autre.

Ainsi le 3e contrat est rempli en présence d'un sol minéralisé, même si l'appareil est perturbé, il reste silencieux en l'absence de masse métallique.

Les contraintes

Un détecteur de métaux n'est pas un appareil de laboratoire. Son utilisation à l'extérieur entraîne des contraintes supplémentaires pour sa réalisation.

Il doit pouvoir fonctionner correctement entre – 10° et + 60 °. Cette gamme de température peut paraître excessive mais 60 °C est une température qu'atteint très rapidement le boîtier qui contient l'électronique lorsque vous prospectez sur une plage de la méditerranée au mois d'août. Et, si vous l'utiliser l'hiver, une température voisine de zéro degré n'est pas une chose rare .

Il doit être facile d'emploi donc posséder un minimum de réglages afin de passer plus de temps à prospecter qu'à régler l'appareil.

— Il doit être le plus léger possible et bien équilibré car il n'est pas rare de passer plusieurs heures avec l'appareil à la main.

— Il doit être robuste et démontable car les lieux de prospection ne sont pas toujours dans des endroits d'accès facile et un séjour dans un sac à dos ne doit pas lui être fatal dès sa première sortie.

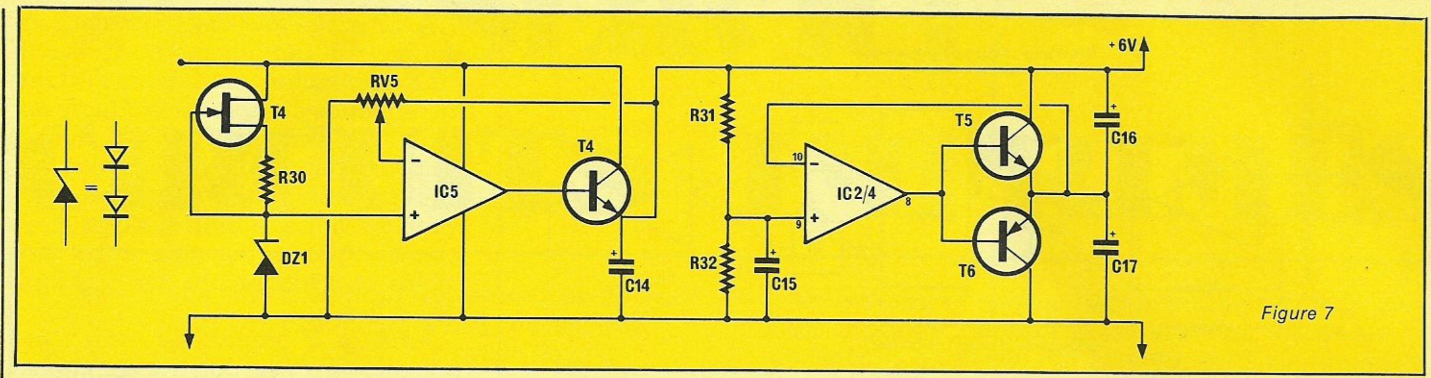
— Il doit posséder une autonomie de fonctionnement suffisante pour ne pas avoir à se promener avec une collection de piles de rechange.

Etude théorique du schéma proposé

L'alimentation

Son schéma est donné **figure 7**. Elle comprend deux parties : la régulation et l'alimentation symétrique +/– 3 V nécessaire au bon fonctionnement des AOP.

La partie régulation est relative-



ment classique. Un transistor T_4 BF 245B à effet de champ canal N est monté avec la résistance R_{30} de 22 kΩ en source de courant constant pour alimenter une diode de référence, constituée en fait de deux diodes SI 1N4148 montées en direct. La FET travaille ainsi en générateur de courant constant avec une excellente linéarité du courant fourni. Pour travailler sur la zone de plateau correspondant de la caractéristique I_D f(V_{GS}) il faut que la résistance R_{30} soit suffisamment grande, compte tenu du faible courant constant désiré. Les variations de la tension de l'accumulateur n'a maintenant que peu d'influence sur la tension de zener. Ce qui est loin d'être le cas lorsque une simple résistance sert à limiter le courant dans la diode. Cette tension sert de référence à l'entrée non inverseuse d'un AOP IC5 TL 081CP ou TL 071CP dont le gain est réglable à l'aide du potentiomètre RV_5 de 47 kΩ*. Cette configuration doit être scrupuleusement respectée. De la qualité de l'alimentation dépend la stabilité du montage. Le déclenchement des signaux sonores, avec l'appel de courant qui en résulte, peut provoquer un effet de pompage si la régulation n'est pas satisfaisante. En effet, la résistance interne des petits accumulateurs n'étant pas négligeable, une demande de courant supplémentaire fait baisser sa tension. Elle ne doit pas entraîner une variation de celle de référence. Ce problème est souvent résolu dans les détecteurs de métaux par une alimentation double. Un jeu de piles alimente la partie détection et un autre la partie sonore. Il est possible que l'alimentation préconisée fonctionne avec d'autres AOP ou avec d'autres TEC. L'auteur ne les a pas tous essayées mais il est sûr qu'elle ne fonctionne ni avec un 741 ni avec un TL 061 et que l'utilisation d'un 2N 3819 peut apporter bien des tracas. Par contre, le remplacement du transistor BC 549 C par un équivalent est possible.

L'alimentation symétrique +/– 3 V est tout à fait classique. Un AOP, 1/4 de IC_2, est alimenté sous 6 V. L'entrée non inverseuse est portée à une tension intermédiaire de 3 V tandis que l'entrée inverseuse est reliée directement au point zéro volt qui est aussi la sortie de l'amplificateur de continu réalisé avec les transistors T_5 BC 549C NPN et T_6 559C PNP. La tension de référence 3 V est réalisée par deux résistances de précision R_{31} et R_{32} de 1 %, de 24 kΩ découplées par le condensateur C_{15} de 0,22 µF. L'utilisation de résistances de précision n'est pas indispensable. Des résistances à 5 % dont les valeurs peuvent aller de 10 kΩ à 50 kΩ conviennent parfaitement si l'on prend soin de les trier et de mesurer leur valeur avec un ohmètre, ou en réalisant ce montage sur un circuit d'essai. Il sera alimenté par une tension régulée fixe U. La tension de l'une des branches sera mesurée avec un voltmètre jusqu'à l'obtention de U/2 en substituant les résistances d'un même lot à 5 %. Avec un peu de chance, deux résistances auront la même valeur. Elles seront gardées soigneusement jusqu'à leur insertion sur le circuit imprimé. L'utilisation des 2 transistors complémentaires BC 549C et BC559C permet de disposer d'un courant de sortie suffisant sans surcharger l'AOP. Ils améliorent nettement la stabilité du montage. Trois condensateurs d'une valeur de 47 nF découplent les alimentations.



L'oscillateur

Il est de type Hartley et représenté **figure 8.** Il nécessite une prise intermédiaire sur le bobinage. Malgré sa simplicité, son comportement en fonction de la température est excellent pour l'utilisation considérée. En effet, une haute stabilité en fréquence n'est pas recherchée, seule l'amplitude des oscillations à une grande importance. Le signal reçu par le récepteur est proportionnel à l'amplitude de celui de l'émetteur. Toute variation d'amplitude du récepteur se trouve multipliée par le gain du préampli (140). Une trop grande variation peut entraîner soit une saturation au point A, **figure 10,** soit une amplitude insuffisante pour polariser les diodes de détection au silicium. Dans les deux cas, les variations d'amplitude, dues à la présence d'objets métalliques, ne sont plus perceptibles et l'appareil ne fonctionne plus. C'est pourquoi, si vous voulez utiliser votre appareil aux températures extrêmes, utilisez

les composants mentionnés : condensateurs miniature céramique 63 V pour C_{11} et C_{12}, liaison et découplage à la masse, un mylar de 250 V pour C_{10} et un BF 245 B pour T_1. D'autres composants conviennent peut-être. L'auteur laisse le soin aux réalisateurs de faire des essais, il signale tout de suite qu'un 2N 3819 ne convient pas, la dérive thermique est trop importante. La self miniature L_3 de 10 µH peut être remplacée sans inconvénient par une résistance de 1 MΩ 1/4 de W sur laquelle seront bobinées 50 spires de fil émaillé de 1/10 mm, et immobilisées à la colle. Sur le schéma de la **figure 8**, est mentionnée une résistance CTN, sa valeur à 25° est de 82 Ω. Elle est montée en série avec la résistance ajustable RV_4 de 1 kΩ. Pour la réalisation concernée, elle est superflue et sera remplacée par un strap. Le réglage de l'ajustable RV_4, comme il sera indiqué ultérieurement, est suffisant. Cependant, pour des applications ou l'amplitude du signal doit rester la plus constante possible malgré les variations de température, elle s'avère indispensable. Voyons comment agit ce composant. L'accroissement de température fait augmenter la résistance de l'espace Drain-Source, divisant ainsi le courant fournit au bobinage. Il s'ensuit que l'amplitude des oscillations diminue. La CTN voit pendant ce temps, sa résistance diminuer entraînant une augmentation de la tension sur le drain. Un réglage judicieux de la résistance variable permet de conserver une amplitude constante sur une grande plage de température. Le condensateur C_{13} de 6,8 µF découple l'alimentation du TEC T_1.

Le chargeur

Deux transistors NPN de faible puissance, deux résistances 1/4 W et une diode au silicium constituent ce chargeur à courant constant comme le montre la **figure 9.** Le premier transistor T_2 commande le courant. Sa base est polarisée par la résistance R_{28} de 12 kΩ, le second transistor T_3 est chargé de limiter le courant de charge. Une résistance R_{29} de 33 ou 39 Ω est insérée dans la sortie de l'émetteur de T_2. Avec la première valeur, le courant de charge est d'environ 16 mA, avec la seconde, 13 mA. Une chute de tension proportionnelle au courant qui la traverse est présente à ses bornes. La base et l'émetteur de T_3 sont connectés à ses bornes et son collecteur à la base du premier transistor. Dès que la tension aux bornes de R_{28} atteint 0,6 V, T_3 devient conducteur et porte la base de T_2 à une tension égale à celle de son émetteur, d'où bloquage de T_2 à une tension égale à celle de son émetteur, d'où bloquage de T_2. Cette limitation est simple et efficace. De plus, elle accepte à son entrée des courants alternatifs. La diode évite toute décharge intempestive de la pile. Compte tenu des chutes de tension dans T_2, R_{29} et D_5, une tension supérieure ou égale à 12 volts est nécessaire pour charger correctement des accus de 9 V, composé de 7 éléments de 1,2 V. Attention, il existe des accus marqués 9 V qui ne possèdent que 6 éléments d'où une tension nominale de 7,2 V. Pour notre utilisation, ces accus ne conviennent pas. La régulation n'est efficace qu'à partir de 7,9 V en entrée pour une tension régulée de sortie de 6 V. L'auteur a pensé utiliser un LM 10 pour la régulation, mais son coût l'a dissuadé (0,2 V de chute de tension entre l'entrée et la sortie).

Le récepteur

Le récepteur, représenté **figure 10,** se compose d'un circuit LC accordé sur la fréquence de l'émetteur, d'un préamplificateur, d'un redresseur double alternance et d'un amplificateur BF. Cette structure rappelle celle d'un récepteur AM simplifié.

Figure 8

Figure 9

Le circuit LC est réalisé à partir de la self L1 de 150 spires à prise médiane reliée à la masse, et du condensateur C_1 de 6 800 pF mylar 250 V. La fréquence de résonnance n'a pas besoin d'être ajustée avec précision. L'ensemble Emetteur-Récepteur fonctionne ici plus comme un transformateur que comme un récepteur de radio classique. Toutes choses égales d'ailleurs, la sensibilité de la tête de détecteur est maximale lorsque le circuit L_1, C_1 du récepteur se trouve parfaitement accordé sur la fréquence de l'émetteur. Pour une application dans l'air, cette particularité pourrait s'avérer intéressante, mais pour une recherche dans le sol, l'intérêt est moindre. L'effet de sol augmente avec la sensibilité du récepteur. Même avec un circuit L_1-C_1 accordé sommairement, la sensibilité du détecteur risque encore d'être importante.

Le préamplificateur, chargé de porter le signal reçu sur le récepteur

de 20 mVcc à 2,5 Vcc, se compose de 2 AOP, 1/2 de IC_1 monté en amplificateurs inverseurs, d'un gain total de 140. Le choix des AOP TL061 a été motivé par leur faible consommation, 0,1 mA, au lieu de 1 mA pour un TL 081. L'objectif étant d'alimenter tout l'appareil avec un seul accumulateur de 7 éléments de 1,2 V, capacité 100 mAH, avec une autonomie de 10 heures, soit une bonne journée de prospection. En contrepartie, la bande passante est moindre. Le gain souhaité de 140 ne peut être obtenu, compte-tenu de la fréquence de travail, 28 kHz, qu'avec 2 étages. Les entrées non inverseuse sont reliées à la ligne 0V. En sortie, l'amplitude du signal, environ 2,5 Vcc s'avère suffisante pour être redressée correctement.

La démodulation est composée des diodes Si D_1 et D_2, du condensateur C_4 de 10 nF et de la résistance R_5 de 100 kΩ. Rappelons ici que la présence d'une masse métallique, perturbant les lignes de champ du système un équilibre, se traduit par une augmentation ou une diminution de l'amplitude du signal reçu par le récepteur selon la nature de l'objet : ferreux ou non ferreux. Ces modifications sont amplifiées par le préamplificateur décrit ci-avant et détecté par un redresseur double alternance. Le condensateur C_4 filtre le signal continu et la résistance R_5, montée en parallèle aux bornes de ce dernier, fixe la constante de temps ($\tau = R \times C$). Les valeurs de ces deux composants ne sont pas critiques. Une trop grande constante de temps peut cacher la détection d'un objet en cas de balayage rapide.

L'amplificateur BF comporte trois étages dont deux ont leur gain variable à l'aide du potentiomètre double, Pot 1 et Pot2. Malgré les soins apportés à l'alimentation et à l'oscillateur, la tension continue aux bornes de C_4 varie avec la température ; mais ces variations restent dans les limites acceptables. C'est pourquoi, le condensateur C_5 de 6,8 µF isole du continu l'entrée du premier amplificateur.

La fréquence du signal, très basse, justifie la forte capacité. Le gain de l'amplificateur est réglable grâce à un potentiomètre de 100 kΩ, P_1, monté en série avec une résistance talon de 4,7 kΩ. Il varie entre 1 et 22. Les résistances R_7, P_1 et le condensateur C_6 forment un filtre passe-bas, pour une meilleure stabilité de l'amplificateur. La tension de sortie variant avec les valeurs de P_1, un condensateur de liaison s'est avéré nécessaire. L'étage suivant est aussi un amplificateur à filtre passe-bas mais de gain fixé à 100. La tension de sortie sera réglée à 0,8 V à l'aide de la résistance variable RV_1 dont le curseur est relié, à travers une résistance à 150 kΩ, à l'entrée inverseuse. L'entrée non inverseuse est à la référence 0 V comme celle de IC_1-3 précédant.

Le 3e étage est plus particulier. Un amplificateur à filtre passe-bas à gain variable (3 à 29) composé des résistances R_{14}, P_2 et d'un condensateur C_9, possède un système de limitation à diodes, R_{15}, D_3 D_4. Lorsque la tension de sortie dépasse de 0,6 V, dans le cas d'une diode Si, ou de 0,2 V pour une diode G_e, la tension présente à l'entrée inverseuse, le gain est ramené à 1. Le système protège efficacement le galvanomètre lorsqu'il est utilisé et évite la saturation des étages suivants. La résistance R_{16} et le galvanomètre, s'il est connecté, chargent la sortie de IC_2.1. L'entrée non inverseuse est reliée à une tension de référence de 0,8 V réalisée à l'aide des résistance R_{12} et R_{13}. Cette tension n'a pas été choisie au hasard, il s'agit d'un ampli inverseur à gain variable. Pour une valeur de V_e, faisons varier la valeur du potentiomètre, celle de V_s varie. En effet, $V_s = GV_e$. Si au lieu de porter l'entrée non inverseuse à la référence 0 V, on la porte à 0,8 V et que V_e est réglée à 0,8 V, la sortie est égale aussi à 0,8 V et cette valeur devient indépendante du gain de l'AOP. Cette observation a été faite avec les TL 081, TL 071 et TL 061.

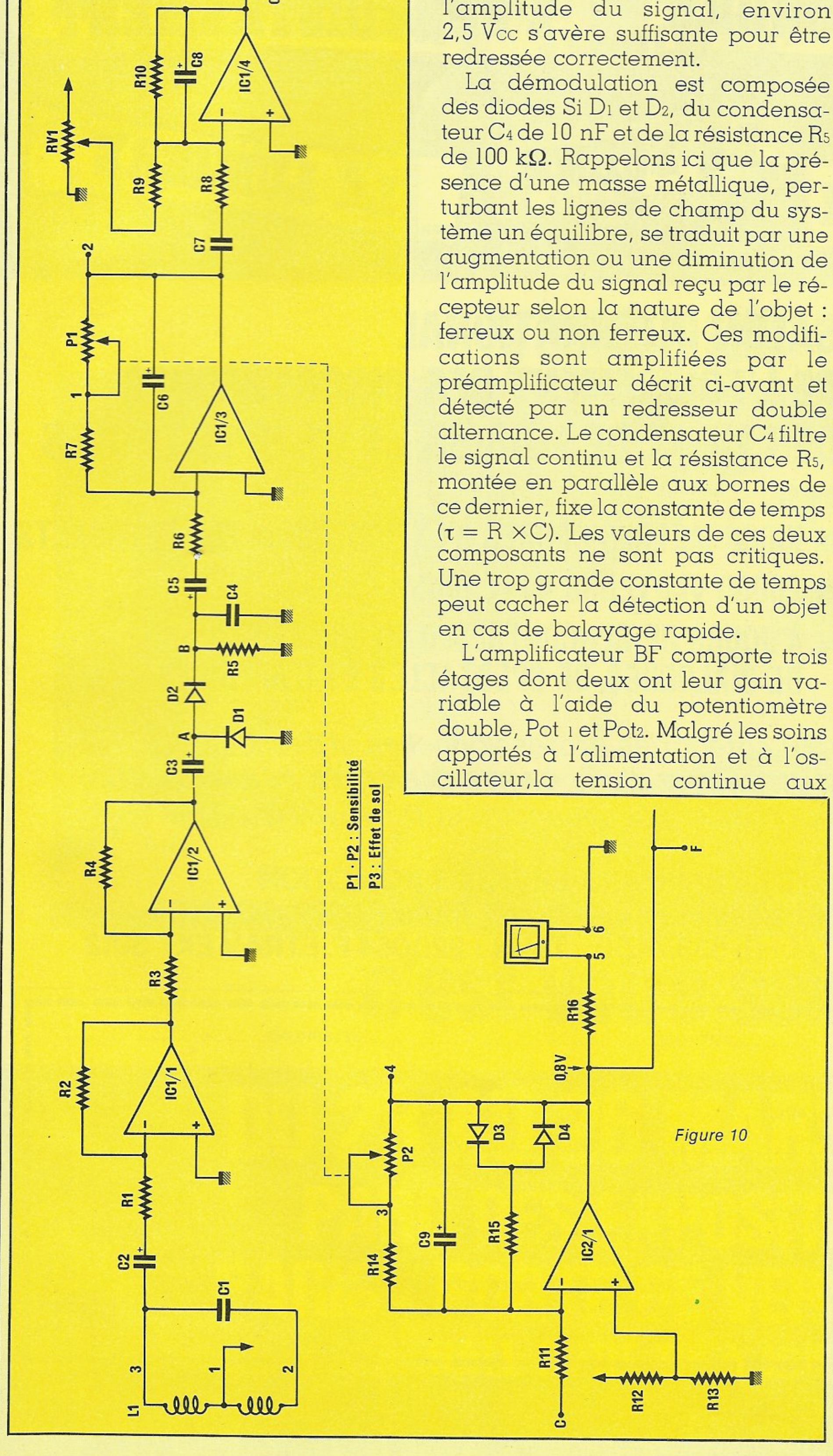
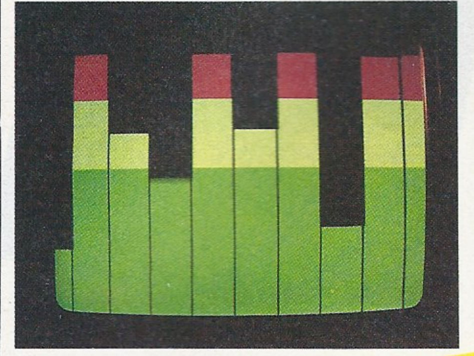
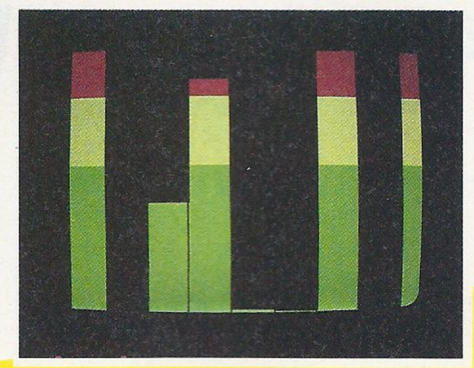


Figure 10

En guise de conclusion provisoire

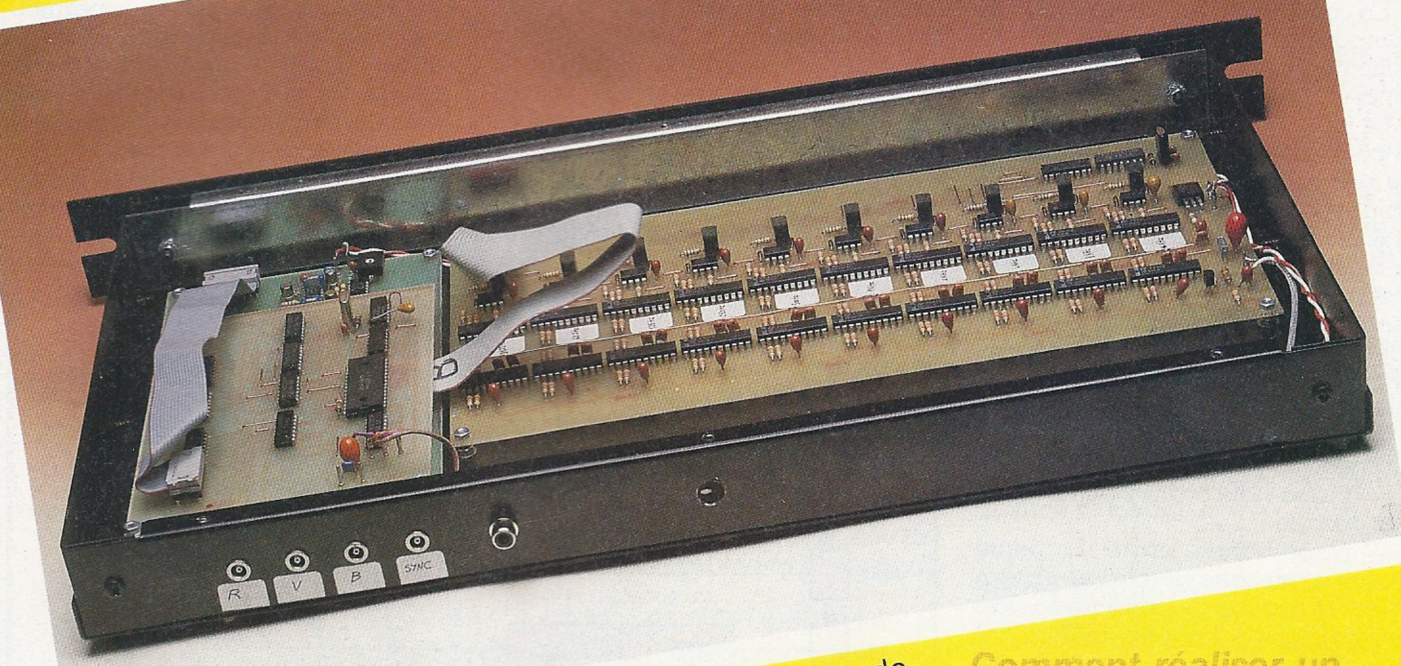
Nous ne sommes pas en mesure de vous proposer ce mois-ci la totalité de l'étude théorique comme nous l'avions projeté, la place nous faisant défaut. La fin de celle-ci vous sera donc donnée le mois prochain avant de débuter la partie réalisation.







Filtre par bandes d'octave



Comme nous l'avions annoncé dans le précédent numéro de Radio-Plans, voici aujourd'hui le filtre par bandes d'octave, qui transforme le bargraph du numéro 447 en analyseur BF par bandes d'octave.

Il nous semble utile de préciser que cette réalisation est assez coûteuse, environ 1 000 F pour la batterie des 10 filtres et un peu moins de 500 F pour l'ensemble bargraph, le tout sans coffret et sans alimentation. Il n'y a que fort peu de réglages, avec un minimum de soin l'appareil fonctionne à coup sûr dès la dernière soudure effectuée.

Comment réaliser un filtre passe bande ?

La solution la plus connue est représentée à la **figure 1.** Ce filtre est appelé filtre à variable d'état. Il présente de nombreux avantages :

— sorties passe haut, passe bas, passe bande simultanées ;

— relative simplicité, calcul des composants aisé ;

— indépendance des paramètres Q et f_0 : en effet, les équations de la **figure 1** montrent que l'on peut fixer, par exemple, les constantes de temps $R_1 C_1$ et $R_2 C_2$ pour la fréquence de coupure f_0 choisie, puis ensuite, modifier R_Q qui n'agit que sur le seul coefficient de surtension Q.

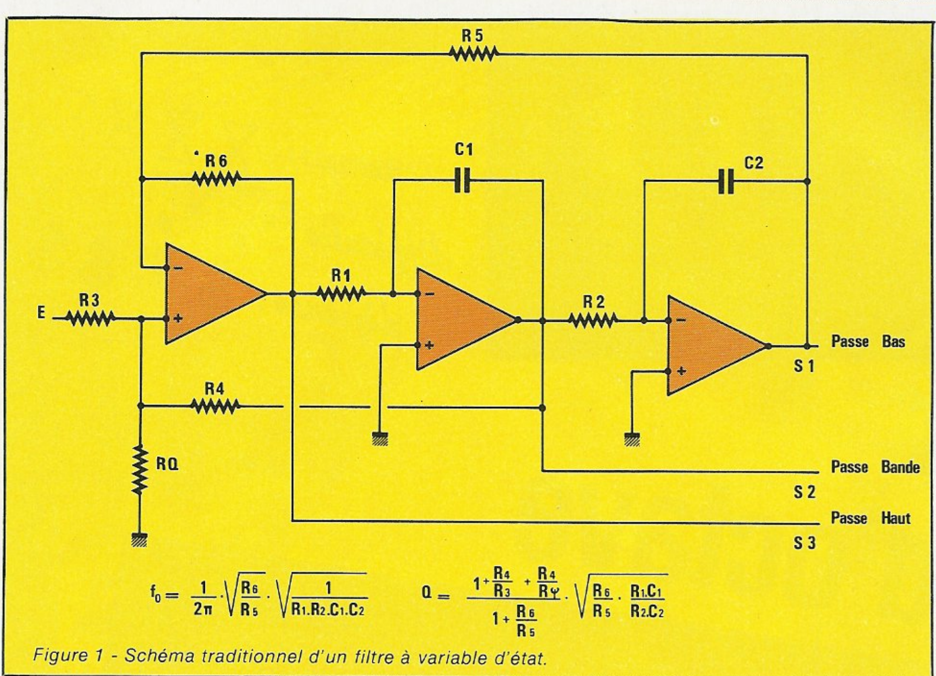


Figure 1 - Schéma traditionnel d'un filtre à variable d'état.



En contre-partie le nombre de composants est assez élevé : 3 amplificateurs opérationnels, 7 résistances, 2 condensateurs.

Le filtre ainsi obtenu est d'ordre 2, et pour cette raison, celui-ci ou une de ses variantes est quelquefois dénommé filtre biquadratique dans la littérature américaine. Le calcul de la fonction de transfert en p, peut se mettre sous la forme d'un rapport de deux polynômes d'ordre 2. Selon les coefficients de ces deux polynômes, on obtient cinq familles de filtres différentes :

— passe-bas ordre 2 pente 40 dB par décade ;

— passe-haut ordre 2 pente 40 dB par décade ;

— passe-bande ordre 2, pente 20 dB par décade de part et d'autre de la fréquence de coupure fo, largeur de bande fonction de Q ;

— réjecteur dont la largeur de bande rejectée est fonction de Q ;

— passe-tout filtre, dont l'amplitude de sortie est constante, mais qui affecte la phase.

Bien sûr, cette solution est impensable dans notre cas, pour 10 filtres d'ordre 2, il faudrait employer 30 amplificateurs et pour 10 filtres d'ordre 8, 120 amplificateurs opérationnels seraient nécessaires.

La solution de facilité consiste à utiliser directement ces circuits intégrés spécialement prévus pour cet emploi : ce genre de produit existe chez Reticon mais leur coût : environ 280 F HT les rend inutilisables pour notre application. Il faut dans ce cas compter environ 3 300 F TTC pour la batterie des 10 filtres auquels il faut ajouter les circuits d'horloge. Heureusement, il reste une solution beaucoup moins coûteuse, réaliser un filtre passe bande d'ordre 8 à partir d'un circuit de filtrage universel National Semi-conducteur référencé MF 10.

Le circuit NS MF 10

Le circuit MF 10 existe depuis plus de deux ans, et son approvisionnement ne doit poser aucun problème, en outre, son prix est tout à fait raisonnable. Le schéma synoptique interne du MF 10 est représenté à la **figure 2.**

Dans chaque moitié du MF 10, on reconnaît : un amplificateur, un sommateur et deux intégrateurs, donc toutes les composantes du filtre à variable d'état.

Les résistances de rebouclage seront bien sûr externes, pour permettre le plus grand nombre de configurations. Dans ce circuit, la caractéristique la plus importante réside dans le fonctionnement des intégrateurs qui ne réclament aucun condensateur externe. Cette caractéristique autorise un fonctionnement dans une large plage de fré-

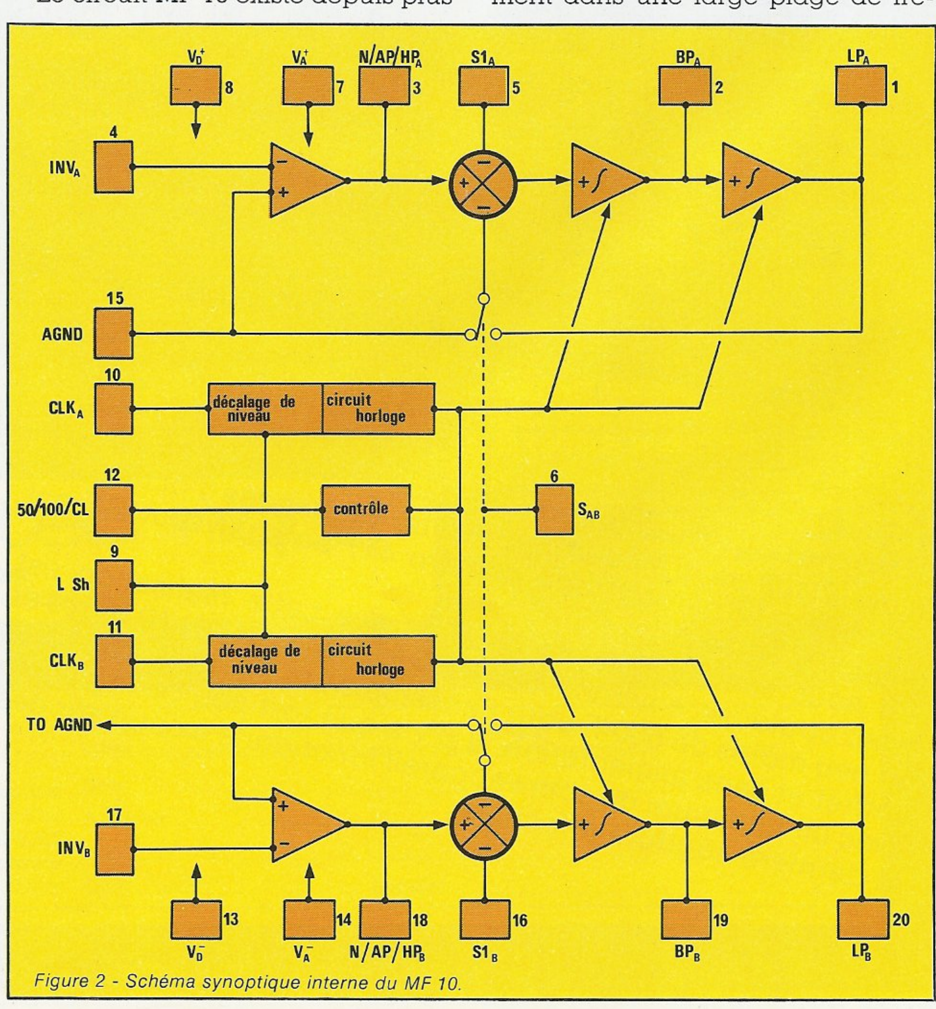


Figure 2 - Schéma synoptique interne du MF 10.

quence. Une horloge est utilisée pour contrôler la constante de temps des deux intégrateurs non inverseurs. Pour bien utiliser le MF 10, il est important de bien connaître son fonctionnement.

Fonctionnement de l'intégrateur à capacités commutées

Le fonctionnement de l'intégrateur représenté à la **figure 3** est supposé connu et on se propose dans un permier temps de montrer qu'il peut être remplacé par le schéma de la **figure 4**. A la figure 3, le courant qui traverse la capacité en contre-réaction vaut : V_{IN}/R et la constante de temps du circuit vaut RC. La précision sur la constante de temps RC dépend bien évidemment de la précision de R et de la précision de C.

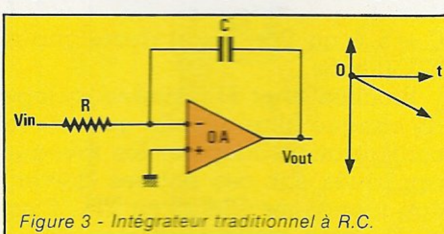


Figure 3 - Intégrateur traditionnel à R.C.

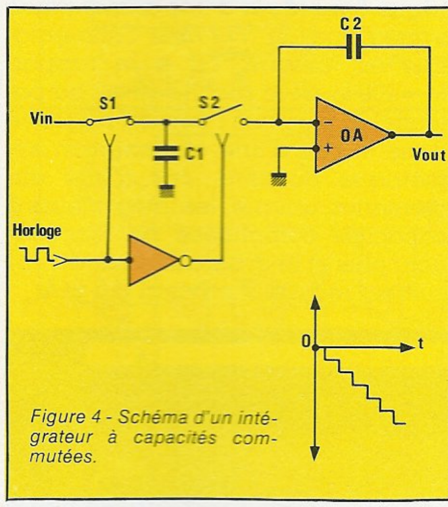


Figure 4 - Schéma d'un intégrateur à capacités commutées.

A la **figure 4**, les interrupteurs S_1 et S_2 sont alternativement fermés par le signal d'horloge. Lorsque S_1 est fermé, S_2 est ouvert et le condensateur C_1 se charge jusqu'à V_{IN}. A la fin de chaque demi-période d'horloge, pendant laquelle S_1 est fermé, la charge de C_1 vaut : $Q_{C1} = V_{IN} \cdot C_1$. Lorsque le signal d'horloge change d'état, dernière demi-période d'horloge, S_1 est ouvert et S_2 fermé, la charge de C_1 est transférée dans C_2. La quantité de charge transférée pendant une période d'horloge vaut $V_{IN} \cdot C_1$.

Dans ce cas le courant traversant C_2 vaut :

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{V_{IN}\, C_1}{T} = V_{IN}\, C_1\, f_H$$

La résistance équivalente entre l'entrée V_{IN} et l'entrée inverseuse vaut :

$$R = \frac{V_{IN}}{I} = \frac{1}{C_1\, f_H}$$

Ce qui signifie que S_1 S_2 et S_3, lorsqu'ils sont actionnés par le signal à la fréquence horloge, sont équivalents à la résistance de la **figure 3**. La constante de temps $\tau = RC_2$ vaut finalement $\tau = C_2/C_1 \cdot f_H$.

Remarquons que la constante de temps de l'intégrateur dépend du rapport des deux valeurs de capacité, celles-ci étant fabriquées sur la même puce, leurs valeurs sont faciles à contrôler et à bien maîtriser.

Cette caractéristique donne finalement au filtre une fréquence de résonnance précise et stable vis-à-vis de la température.

Les intégrateurs employés dans le MF 10 sont du type non inverseur, on a besoin dans ce cas d'un système un peu plus complexe représenté à la **figure 5**. Dans ce circuit, S1A et S1B sont fermés pendant la première demi-période d'horloge, puis ouvert dans la deuxième demi-période. S2A et S2B suivent la loi inverse.

Cette solution permet de se passer de condensateurs coûteux, précis et à faible dérive.

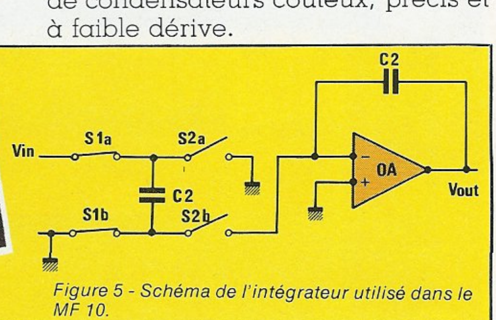


Figure 5 - Schéma de l'intégrateur utilisé dans le MF 10.

Quels filtres avec un MF 10 ?

La **figure 6** représente les filtres les plus couramment employés : passe bande, passe-bas et passe-haut. Bien sûr, pour chacune de ces solutions, le design des filtres peut être effectué pour que le filtre soit du type Butterworth, Bessel, Tchebycheff, Cauer, etc. Mais pour une étude théorique complète de ce genre de filtre on se reportera de préférence à :

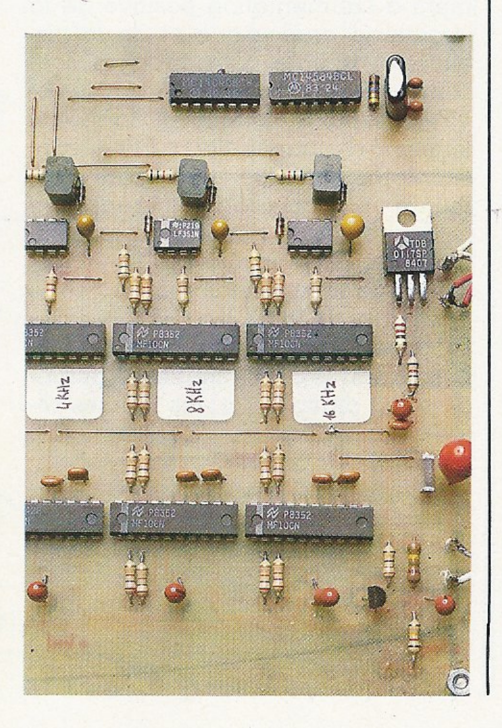
Handbook of filters synthesis : A. Zverev, édit, J. Wiley.

La **figure 6** donne, en outre, la définition de tous les paramètres caractérisant le filtre.

Le circuit MF 10 est donc un double filtre universel du deuxième ordre, réalisé en technologie CMOS. Il est présenté sous la forme d'un boîtier Dual in line de 20 broches. Le boîtier comprend deux circuits symétriques, les broches d'alimentation 7, 8, 15, 13 et 14, transfert 6, niveau et division respectivement 9 et 12 étant communes.

Sur chaque voie on dispose de deux entrées broches 4 et 5 et 17 et 16 et de trois sorties, broche 1, 2 et 3 pour le premier filtre puis 18, 19, 20 pour le deuxième filtre.

L'amplificateur d'entrée est utilisé comme sommateur, le gain est déterminé par les résistances extérieures, résistance d'entrée et résistance de contre-réaction. Les deux intégrateurs sont contrôlés par la fréquence d'horloge.



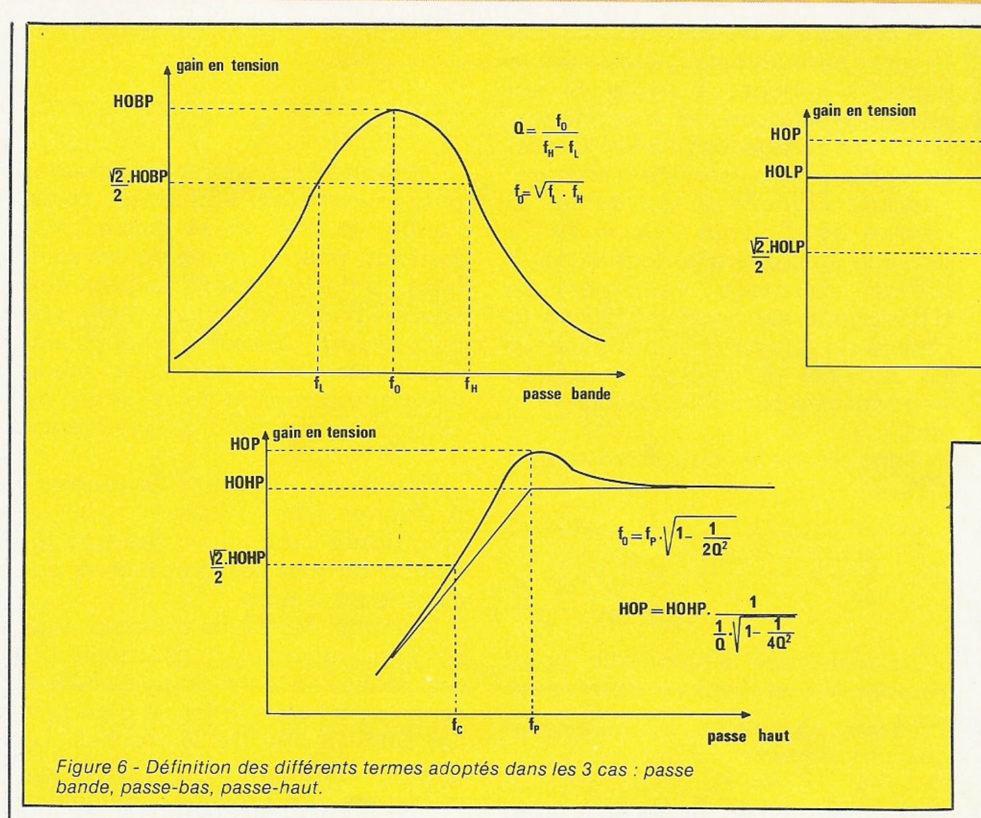


Figure 6 - Définition des différents termes adoptés dans les 3 cas : passe bande, passe-bas, passe-haut.

Le rôle des entrées communes

Broche 6 SA/B. Cette entrée actionne un inverseur connectant une des entrées du deuxième sommateur soit à la masse analogique, si SA/B est relié à la broche 14, soit à la sortie du deuxième intégrateur si SA/B est relié à la broche 7. Ceci permet plusieurs configurations que nous verrons dans un prochain chapitre.

Broches 7 et 8 V_A + et V_D +. Ces broches correspondent respectivement à l'alimentation positive de la circuiterie analogique et de la circuiterie digitale. Ces broches sont connectées intérieurement, V_A+ et V_D+ doivent donc recevoir la même tension d'alimentation. Elles sont simplement différenciées pour permettre un découplage différent si on le désire, mais rien ne s'oppose à une connexion extérieure et un découplage unique et commun.

Broches 14 et 13 V_A– et V_D–. Ces broches correspondent à l'alimentation négative de la circuiterie analogique et digitale. Ici, les mêmes règles ennoncées pour V_A+ et V_D+ peuvent s'appliquer.

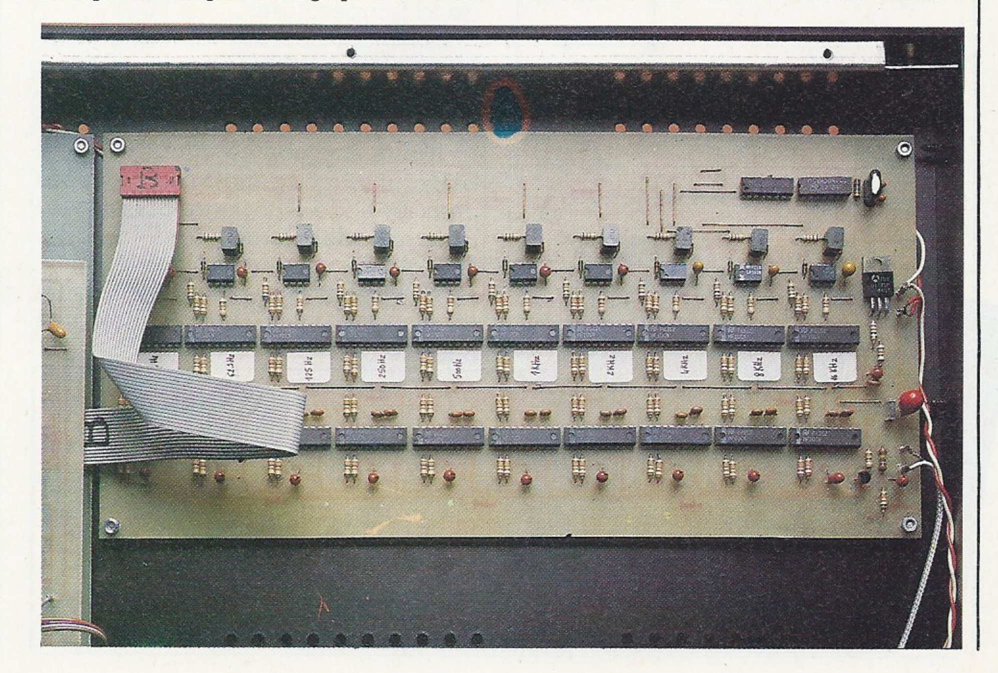
Broche 9 : L Sh. Entrée de décalage du signal horloge, qui permet l'utilisation du circuit avec tous les types de circuits logiques, quelle que soit l'alimentation : alimentation symétrique ou non.

Dans le cas d'une alimentation symétrique ± 5 V, le MF 10 peut être piloté par des signaux horloge CMOS – 5 V, + 5 V et dans ce cas la broche 9 doit être reliée soit au zéro électrique, soit aux broches 13 et 14. S'il ne s'agit plus de signaux CMOS mait TTL 0, + 5 V, la broche 9 devra impérativement être reliée au zéro électrique.

Dans le cas d'une alimentation unique 0, + 10 V, les broches 13 et 14 sont reliées au zéro électrique, les broches 7 et 8 au pôle positif de l'alimentation et l'entrée 15 est polarisée à la demi-tension d'alimentation. La broche 9 est dans ce dernier cas reliée au zéro électrique et le circuit accepte des signaux logiques CMOS 0, + 5 V ou 0, + 10, et des signaux TTL 0, + 5.

Broches 10 et 11. Entrées horloge de chaque filtre. Quelle que soit la configuration adoptée, les niveaux appliqués sur ces entrées doivent être identiques CMOS ou TTL. Il est préférable que le rapport cyclique du signal horloge soit proche de 50 % spécialement lorsque la fréquence horloge est supérieure à 200 kHz.

Broche 12 50/100/CL. Choix du rapport fréquence centrale du filtre, fréquence horloge. Lorsque la broche 12 est au niveau haut, on a la relation $f_H = 50 \cdot f_o$. Si la broche 12 est au niveau intermédiaire : zéro électrique dans le cas d'une alimentation symétrique ou V_A+/2 si l'alimentation est unique, on a le rapport $f_H = 100 \cdot f_o$. Si la broche 12 est au potentiel le plus bas : tension négative dans le cas d'une alimentation symétrique ou zéro, cas d'une alimentation unique, les intégrateurs à capacités commutées ne fonctionnent plus et la consommation du circuit est réduite à environ 2,5 mA.



Broche 15 AGND. Entrée masse analogique. Cette entrée doit être reliée au zéro électrique dans le cas d'une alimentation symétrique ou polarisée à la demi-tension d'alimentation si l'alimentation est unique.

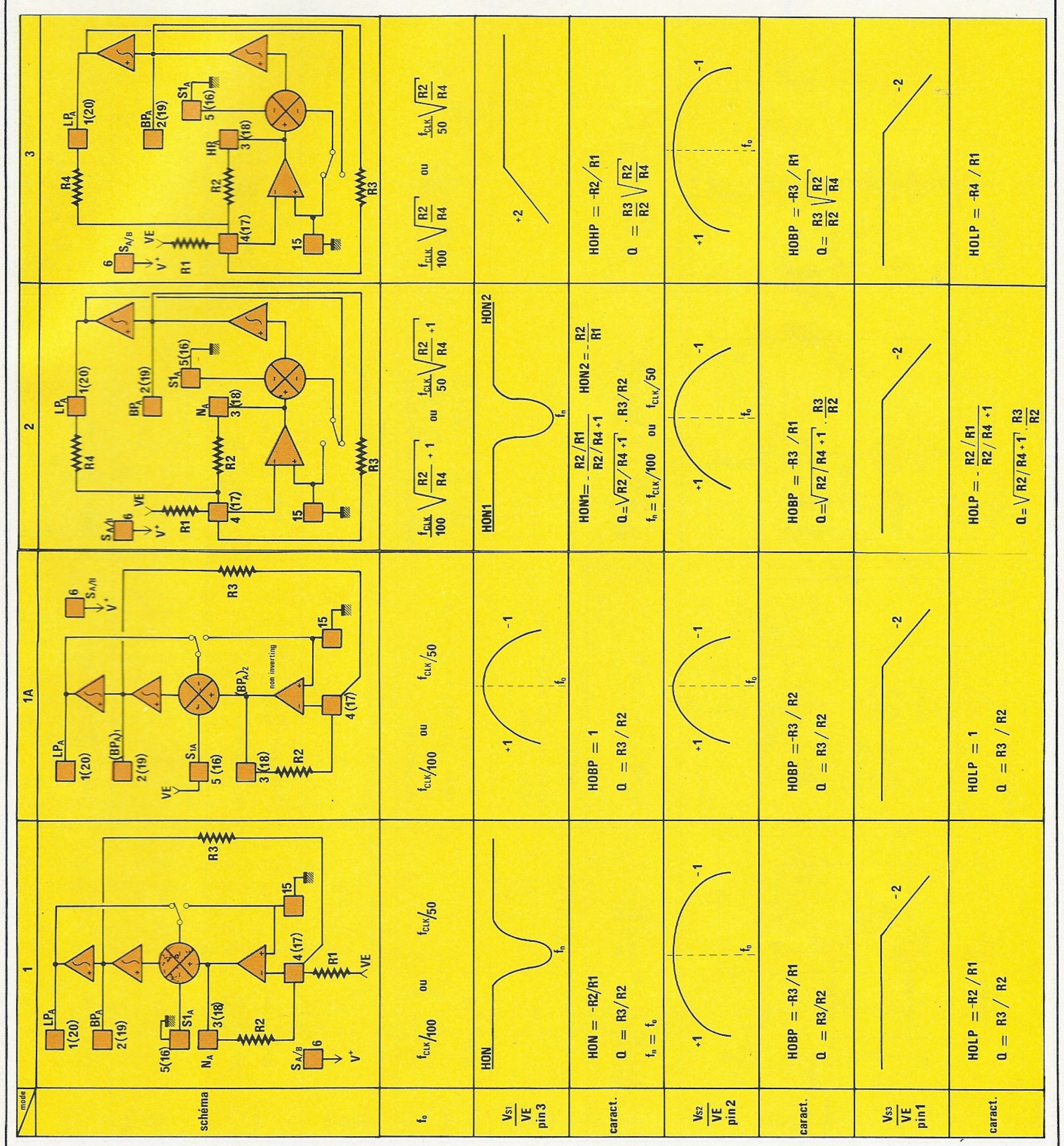
L'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel d'entrée étant reliée à la broche 15, on s'assurera que la masse est aussi correcte que possible et qu'il n'existe pas sur cette masse de signaux parasites provenant par exemple du signal horloge.

Nous disposons maintenant de tous les éléments clé pour polariser convenablement toutes les entrées communes du MF 10 ainsi que l'entrée horloge et l'entrée choix du rapport f_H/f_o.

Il ne reste qu'à connaître les différentes configurations.

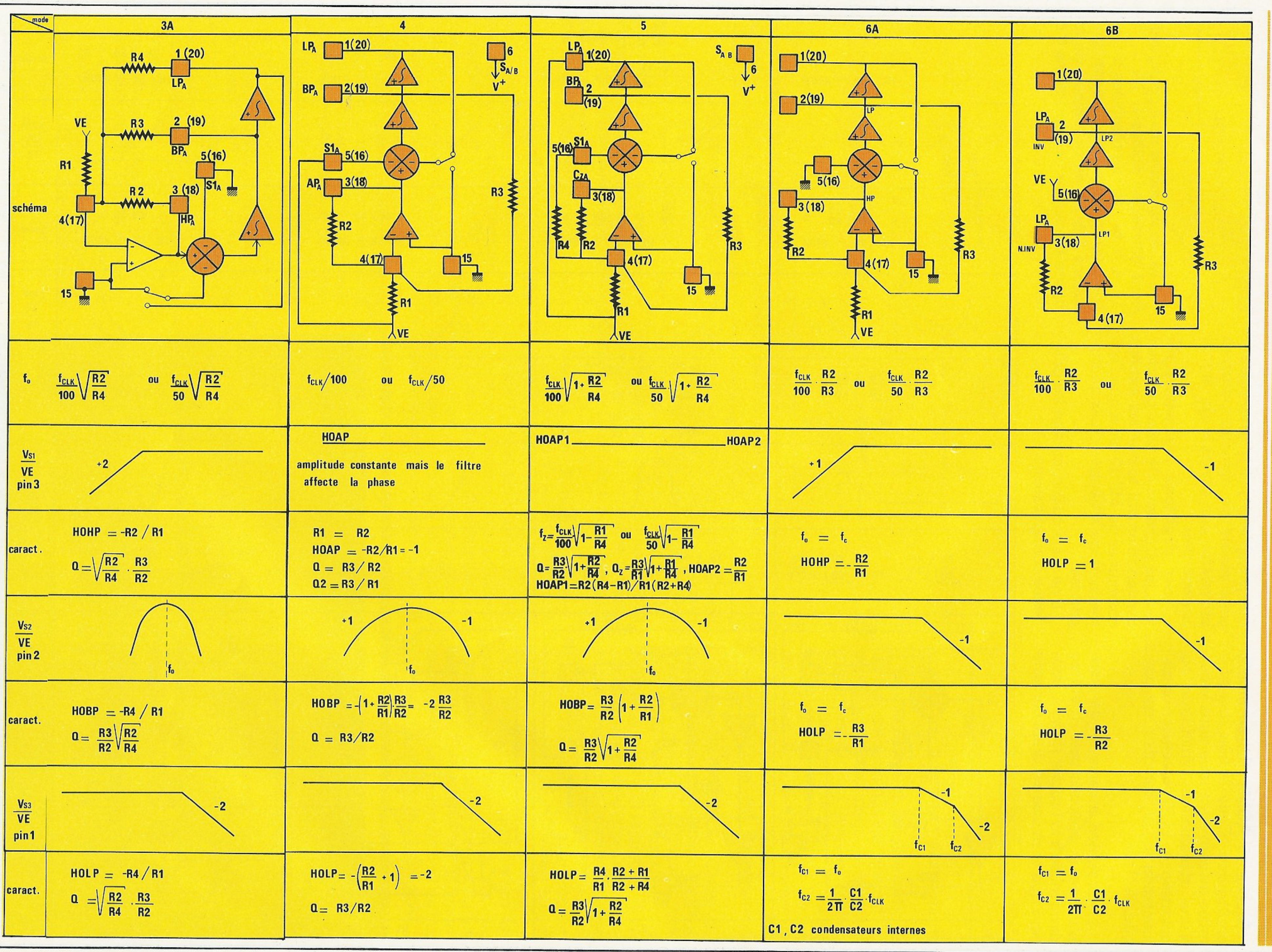
Les différentes configurations du MF 10

Il existe au moins neuf configurations différentes notées 1, 1A, 2, 3, 3A, 4, 5, 6A, 6B, représentées au tableau de la **figure 7** pour les configurations 1 à 3A et au tableau de la **figure 8** pour les configurations 4 à 6B.



mode	1	1A	2	3
schéma				
f_o	$f_{CLK}/100$ ou $f_{CLK}/50$	$f_{CLK}/100$ ou $f_{CLK}/50$	$\frac{f_{CLK}}{100}\sqrt{\frac{R2}{R4}+1}$ ou $\frac{f_{CLK}}{50}\sqrt{\frac{R2}{R4}+1}$	$\frac{f_{CLK}}{100}\sqrt{\frac{R2}{R4}}$ ou $\frac{f_{CLK}}{50}\sqrt{\frac{R2}{R4}}$
$\frac{V_{S1}}{V_E}$ pin 3	HON, f_n	+1, -1, f_o	HON1, HON2, f_n	+2
caract.	HON = -R2/R1 Q = R3/R2 $f_n = f_o$	HOBP = 1 Q = R3/R2	$HON1 = -\frac{R2/R1}{R2/R4+1}$ $HON2 = -\frac{R2}{R1}$ $Q = \sqrt{R2/R4+1} \cdot R3/R2$ $f_n = f_{CLK}/100$ ou $f_{CLK}/50$	HOHP = -R2/R1 $Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{\frac{R2}{R4}}$
$\frac{V_{S2}}{V_E}$ pin 2	+1, -1, f_o	+1, -1, f_o	+1, -1, f_o	+1, -1, f_o
caract.	HOBP = -R3/R1 Q = R3/R2	HOBP = -R3/R2 Q = R3/R2	HOBP = -R3/R1 $Q = \sqrt{R2/R4+1} \cdot \frac{R3}{R2}$	HOBP = -R3/R1 $Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{\frac{R2}{R4}}$
$\frac{V_{S3}}{V_E}$ pin 1	-2	-2	-2	-2
caract.	HOLP = -R2/R1 Q = R3/R2	HOLP = 1 Q = R3/R2	$HOLP = -\frac{R2/R1}{R2/R4+1}$ $Q = \sqrt{R2/R4+1} \cdot \frac{R3}{R2}$	HOLP = -R4/R1

Figure 7 - Tableau récapitulatif des divers mode de fonctionnement du MF 10.



mode	3A	4	5	6A	6B
schéma					
f_o	$\frac{f_{CLK}}{100}\sqrt{\frac{R2}{R4}}$ ou $\frac{f_{CLK}}{50}\sqrt{\frac{R2}{R4}}$	$f_{CLK}/100$ ou $f_{CLK}/50$	$\frac{f_{CLK}}{100}\sqrt{1+\frac{R2}{R4}}$ ou $\frac{f_{CLK}}{50}\sqrt{1+\frac{R2}{R4}}$	$\frac{f_{CLK}}{100}\cdot\frac{R2}{R3}$ ou $\frac{f_{CLK}}{50}\cdot\frac{R2}{R3}$	$\frac{f_{CLK}}{100}\cdot\frac{R2}{R3}$ ou $\frac{f_{CLK}}{50}\cdot\frac{R2}{R3}$
$\frac{V_{S1}}{VE}$ pin 3	+2	HOAP amplitude constante mais le filtre affecte la phase	HOAP1 ——— HOAP2	+1	-1
caract.	HOHP = -R2 / R1 $Q = \sqrt{\frac{R2}{R4}}\cdot\frac{R3}{R2}$	R1 = R2 HOAP = -R2/R1 = -1 Q = R3/R2 Q2 = R3/R1	$f_Z = \frac{f_{CLK}}{100}\sqrt{1-\frac{R1}{R4}}$ ou $\frac{f_{CLK}}{50}\sqrt{1-\frac{R1}{R4}}$ $Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{1+\frac{R2}{R4}}$, $Q_Z = \frac{R3}{R1}\sqrt{1+\frac{R1}{R4}}$, $HOAP2 = \frac{R2}{R1}$ HOAP1 = R2(R4-R1)/R1(R2+R4)	$f_o = f_c$ $HOHP = -\frac{R2}{R1}$	$f_o = f_c$ HOLP = 1
$\frac{V_{S2}}{VE}$ pin 2	f_o	+1, -1, f_o	+1, -1, f_o	-1	-1
caract.	HOBP = -R4 / R1 $Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{\frac{R2}{R4}}$	$HOBP = -\left(1+\frac{R2}{R1}\right)\frac{R3}{R2} = -2\frac{R3}{R2}$ Q = R3/R2	$HOBP = \frac{R3}{R2}\left(1+\frac{R2}{R1}\right)$ $Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{1+\frac{R2}{R4}}$	$f_o = f_c$ $HOLP = -\frac{R3}{R1}$	$f_o = f_c$ $HOLP = -\frac{R3}{R2}$
$\frac{V_{S3}}{VE}$ pin 1	-2	-2	-2	-1, -2, f_{C1}, f_{C2}	-1, -2, f_{C1}, f_{C2}
caract.	HOLP = -R4 / R1 $Q = \sqrt{\frac{R2}{R4}}\cdot\frac{R3}{R2}$	$HOLP = -\left(\frac{R2}{R1}+1\right) = -2$ Q = R3/R2	$HOLP = \frac{R4}{R1}\cdot\frac{R2+R1}{R2+R4}$ $Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{1+\frac{R2}{R4}}$	$f_{C1} = f_o$ $f_{C2} = \frac{1}{2\pi}\cdot\frac{C1}{C2}\cdot f_{CLK}$ C1, C2 condensateurs internes	$f_{C1} = f_o$ $f_{C2} = \frac{1}{2\pi}\cdot\frac{C1}{C2}\cdot f_{CLK}$

Figure 8 - Tableau récapitulatif des divers modes de fonctionnement du MF 10.

Dans ce tableau on trouve de bas en haut :

— Le schéma du filtre qui montre l'interconnexion avec les les résistances extérieures.

— La relation liant la fréquence centrale du filtre et la fréquence horloge dans les deux cas : entrée 50/100/CL à l'état haut ou état milieu.

— L'allure de la courbe niveau/fréquence obtenue à la broche 3 (ou broche 18).

— Les caractéristiques essentielles du filtre obtenu.

— L'allure de la courbe niveau/fréquence obtenue à la broche 2 (ou broche 19).

— Les caractéristiques essentielles du filtre obtenu.

— L'allure de la courbe niveau/fréquence obtenue à la broche 1 (ou broche 20).

— Les caractéristiques essentielles du filtre obtenu.

A partir de ces tableaux, nous pouvons aborder le choix définitif de la structure adoptée dans le cas du filtre par bandes d'octave.

Choix du filtre passe bande

Nous avons choisi une solution simple, tant par le nombre d'éléments que par la configuration et la simplicité des formules : configuration 1 A sorties broches 2 et 19, entrées broches 5 et 16.

Les caractéristiques du filtre sont données par les relations :
$H_{OBP} = -R_3/R_2$ et $Q = R_3/R_2$.

Avant d'adopter des valeurs pour R_2 et R_3, il faut choisir l'ordre du filtre et son coefficient de surtension dans le cas précis du filtre par bandes d'octave.

Pour cette détermination, nous avons effectué plusieurs essais dont les résultats sont présentés aux **figures 9, 10, et 11.**

Le calcul de ces courbes, même effectué à l'aide d'une machine à calculer, est assez pénible et nous avons eu recours à un programme très simple qui tourne sur le VG 5000 Philips, mais qui peut être utilisé tel quel par un grand nombre de machines.

La fonction de transfert d'un filtre passe bande d'ordre 2 peut se mettre sous la forme :

$$F_{(p)} = \frac{K\,bp}{ap^2 + bp + 1}$$

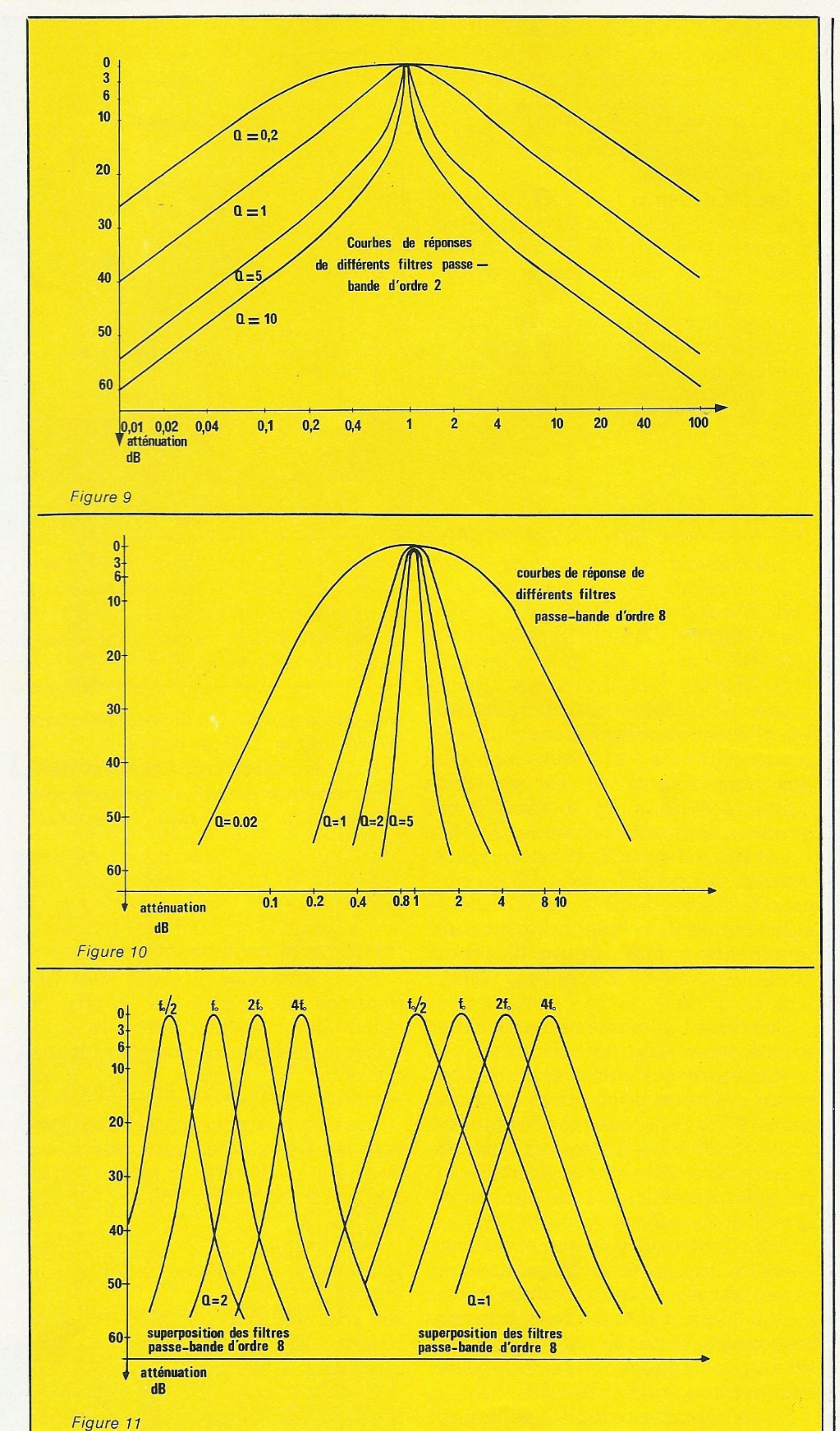


Figure 9

Figure 10

Figure 11

Dans un premier temps on peut faire abstraction du coefficient K et si l'on pose :

$$p = j\frac{\omega}{\omega_0} = j\frac{f}{f_0} = jX$$

l'atténuation en dB peut s'écrire :

$$A\ (dB) =$$

$$10 \log \left(\frac{(1 - X^2)^2\, Q^2}{X^2} + 1 \right)$$

Si Q = 1 à la fréquence centrale f = fo donc X = 1 et A = 0 dB.

Pour le même filtre d'ordre 4, deux filtres identiques en cascade, l'atténuation A_1(dB) = 2A(dB), pour l'ordre 6 A_2(dB) =3·A(dB) et pour l'ordre 8 A_3(dB) =4·A(dB).

Bien sûr, dans ces trois derniers cas, on considère qu'il s'agit de la mise en cascade de filtres identiques : même coefficient de surtension, même fréquence centrale.

Le programme de calcul est donné ci-dessous pour l'ordre 2 et peut-être modifié facilement pour un ordre pair quelconque.

```
 10  M = 2,30259
 20  IMPUT « Q » ; Q
 30  FOR I = – 2 TO 2
 40  FOR J = 0    TO 3
 50  X = 10↗I * 2 ↗ J
 60  Z = – 10 * L06 ((( 1 – X ↗ 2) *Q /X)
     ↗ 2+1)
 70  Z = Z/M
 80  Z = INT (10 * Z)/10
 90  PRINT X ; TAB (20) ; Z
100  NEXT J
110  NEXT I
```

Les possibilités graphiques du VG 5000 étant assez réduites, il n'est pas possible de visualiser ces courbes simplement sur l'écran. On trouve le résultat de ce calcul pour quatre valeurs différentes de Q : 0.2, 1, 5 et 10 à la **figure 9.** En remplaçant dans la ligne 90, Z par 4 * Z on obtient le même résultat pour l'ordre 8 et les courbes correspondantes sont représentées à la **figure 10.** Pour quatre nouvelles valeurs de Q : 0.02, 1, 2, 5.

Ces deux figures ne sont pas suffisantes pour effectuer un choix du coefficient de surtension et pour cette raison on trace les courbes de la **figure 11.** Ces courbes montrent le recouvrement des filtres par octave pour quatre octaves consécutives et pour deux coefficients de surtension Q = 1 et Q = 2.

Pour Q = 1 on voit que si l'on injecte un signal à la fréquence fo, cette fréquence sera rejetée d'au moins 20 dB dans les deux bandes adjacentes, et de plus de 50 dB dans les bandes situées une octave plus loin (centrée sur 4 fo et fo/4).

En cette partie un signal de même amplitude à la fréquence 1,5 fo ne sera restitué qu'a – 7 dB sur les deux bandes centrées sur fo et 2 fo. Pour Q = 2, la rejection est meilleure, 40 dB dans les bandes adjacentes, mais un signal à environ 1,5 fo ne donne que – 20 dB dans les bandes centrées sur fo et 2 fo.

Un bon compromis, penson-nous, est d'adopter Q = 1. Les caractéristiques essentielles du filtre deviennent $R_2 = R_3$, Q = 1, H_{OBP} = – 1.

Pour l'ordre 8 nous aurons donc deux boîtiers de MF 10 en cascade, et le filtre sera non inverseur : (– 1) ↗ 4.

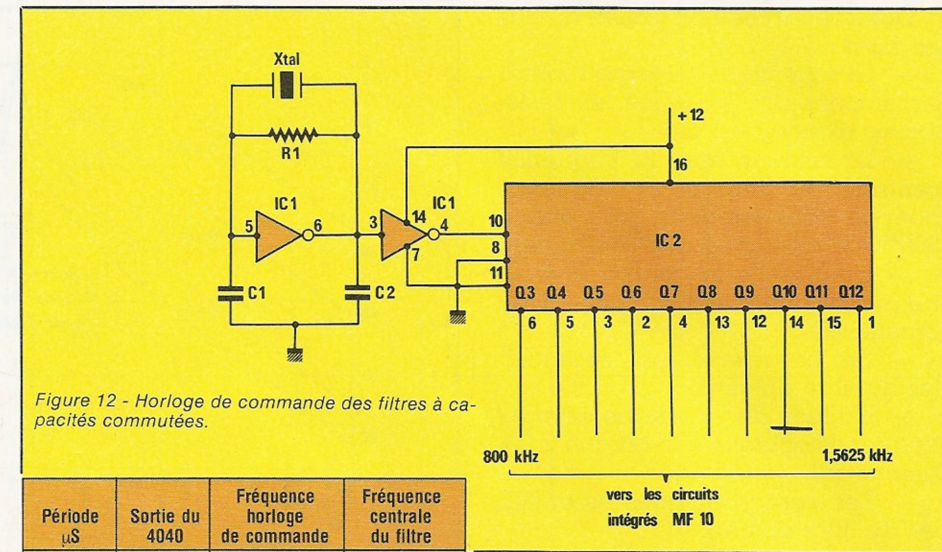


Figure 12 - Horloge de commande des filtres à capacités commutées.

Période µS	Sortie du 4040	Fréquence horloge de commande	Fréquence centrale du filtre
	Q	fH (kHz)	fc (Hz)
1,25	3	800	16000
2,5	4	400	8000
5	5	200	4000
10	6	100	2000
20	7	50	1000
40	8	25	500
80	9	12,5	250
160	10	6,25	125
320	11	3,125	62,5
640	12	1,5625	31,25

Les schémas de principe

Pour travailler jusqu'à des fréquences de l'ordre de 20 kHz, le constructeur recommande la solution f_H = 50·fo et nous avons suivi ses conseils : la broche 12 est donc maintenue au potentiel le plus élevé.

Les fréquences centrales adoptées sont les fréquences centrales traditionnelles 16 kHz, 8 kHz, 4 kHz, 2 kHz, 1 kHz, 500 Hz, 250 Hz, 125 Hz, 62,5 Hz, 31,25 Hz.

Les fréquences horloge correspondantes auront les valeurs suivantes :
800 kHz, 400 kHz, 200 kHz, 100 kHz, 50 kHz, 25 kHz, 12,5 kHz, 6,5 kHz 3,125 kHz, 1,5625 kHz.

Ceci ne pose aucun problème puisque l'on a une progression de raison 2. Le schéma des circuits d'horloge se résume simplement au schéma de la **figure 12.** Un oscillateur à quartz à 6,4 MHz pilote un diviseur du type 4040. Les deux premières sorties délivrant un signal à 3200 kHz et 1600 kHz ne sont pas employées. Les dix dernières sorties délivrent les signaux horloge énumérés précédemment.

Le quartz est en réaction sur un circuit du type 4584, si pour des difficultés d'approvisionnement celui-ci se voyait remplacé par un circuit du type 74C14 ou 40106, le système a quelques difficultés à osciller convenablement mais celles-ci sont résolues en plaçant un condensateur de 15 pF en parallèle sur R_1 - cf G. Ginter - On trouve finalement à la **figure 13** le schéma de principe d'une voie de filtrage associée au circuit redresseur. Dans la réalisation pratique, ce circuit se retrouve dix fois. Pour des raisons évidentes de cohérence, la nomenclature n'est pas continue mais basée sur un système différent, exemple : la résistance R_{103} est la troisième résistance sur la voie 1, une résistance de valeur identique sera dénommée sur les voies 2, 3, 4 etc. R_{203}, R_{303}, R_{403}. Ce même principe est adopté pour les circuits intégrés, diodes, condensateurs et selfs.

Toutes les voies sont rigoureusement identiques, tant en configuration qu'en valeur de composants. Seule la fréquence horloge injectée diffère d'une voie à l'autre.

Les circuits intégrés MF 10 sont alimentés grâce à une tension 0,+ 12 V, les broches V_A – et V_D– sont reliées au zéro et les entrées V_A+ et V_D+ au + 12 volts. Dans ce cas, il est nécessaire de polariser les entrées AGND - broches 15 - à la demi-tension d'alimentation : + 6 volts.

Les quatre filtres passe bande d'ordre 2 des deux boîtiers MF 10 sont connectés en série pour donner un filtre passe-bande d'ordre 8 dont le signal de sortie est disponible à la broche 19. Le redresseur est archi-conventionnel et la tension de sortie continue, présente aux bornes des condensateurs de 10 µF : C_{13}, est

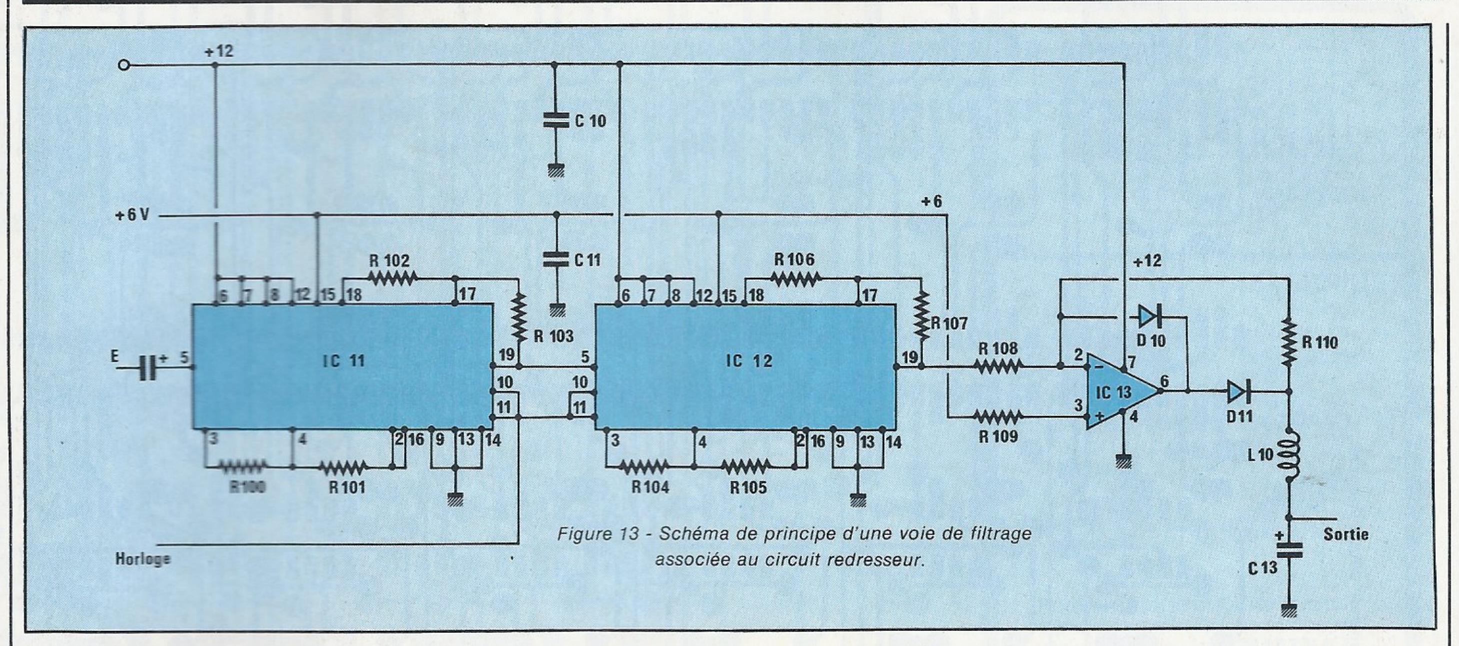


Figure 13 - Schéma de principe d'une voie de filtrage associée au circuit redresseur.

comprise entre 6 et 7 V. 6 V sans signal, 7 V signal maximum à la fréquence centrale.

Nous trouvons à la **figure 14** le schéma de l'interface d'entrée et le schéma de l'alimentation + 6 V créé à partir de l'alimentation + 12 V. L'impédance d'entrée du montage collecteur ainsi polarisé est voisine de 47 kΩ. Cette impédance peut donc charger la quasi-totalité des préamplificateurs de micro de mesure ou sorties auxiliaires des préamplificateurs Haute Fidélité.

Le schéma de l'alimentation + 6 V ne pose aucun problème.

Réalisation pratique

Les dix voies de filtrage, les circuits d'horloge, l'alimentation + 6 volts et l'interface d'entrée sont implantés sur un circuit imprimé simple face d'assez grandes dimensions.

Le tracé des pistes est représenté à la **figure 15** et l'implantation correspondante à la **figure 16.**

Le câblage des divers composants ne pose aucun problème, on veillera simplement à bien respecter l'orientation des circuits intégrés, des condensateurs et des diodes. Ne pas oublier les nombreux straps qui évitent l'emploi du double face plus cher et d'une mise en œuvre plus compliquée.

Liaisons externes

Un connecteur souple 16 conducteurs lie l'ensemble bargraph - filtres. Une alimentation + 12 volts 450 mA est à prévoir pour l'ensemble module de filtrage-bargraph.

La carte filtrage reçoit le signal à analyser.

Adaptation au bargraph du numéro 447 de Radio-Plans

Dans cet article, nous avons cherché à proposer un système universel et la tension à mesurer était comprise entre 0 et 1 V DC. On aurait pu adopter une toute autre valeur 0 à + 6 V en remplaçant les résistances R_1 à R_{10} de 12 kΩ par 75 kΩ ou même + 3 V à + 9 V pourquoi pas ?

Pour adapter le circuit de filtrage au bargraph il suffit simplement d'adopter pour R_{82} et R_{83} du bargraph, deux valeurs identiques : 10 kΩ. Si l'on désire ajuster le zéro : niveau minimum des bornes à la limite inférieure de l'écran, en absence de signal on peut adopter R_{82} = 10 kΩ et R_{83} = 22 kΩ ajustable, le potentiomètre R_{83} sera à proximité de la position médiane.

La constante de temps du système global pourra être facilement modifiée en plaçant sur les résistances R_{11} à R_{20} du bargraph un condensateur tantale goutte dont la valeur sera choisie entre 1 µF et 10 µF. Évidemment, plus la valeur du condensateur est importante, plus la constante de temps - inertie - est importante. Le positif du condensateur sera relié à l'entrée inverseuse des AOP et le négatif à la sortie des AOP.

L'analyseur ainsi réalisé devra recevoir un signal d'entrée de 1 V_{pp}. et les indications délivrées sur l'écran seront linéaires. Si l'on désire finalement une échelle logarithmique, on intercalera dans le circuit d'entrée un convertisseur lin-log. Solution beaucoup moins coûteuse et moins encombrante que d'intercaler 10 convertisseur lin-log sur les 10 entrées du bargraph.

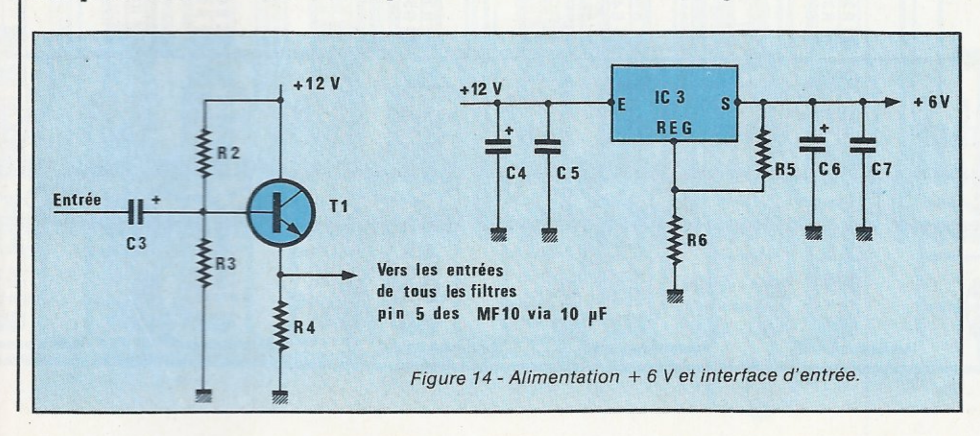
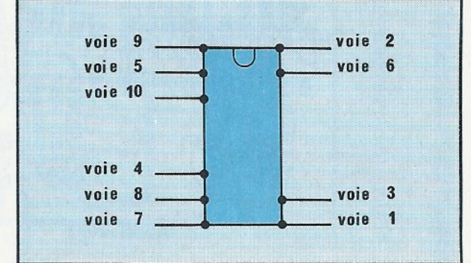


Figure 14 - Alimentation + 6 V et interface d'entrée.



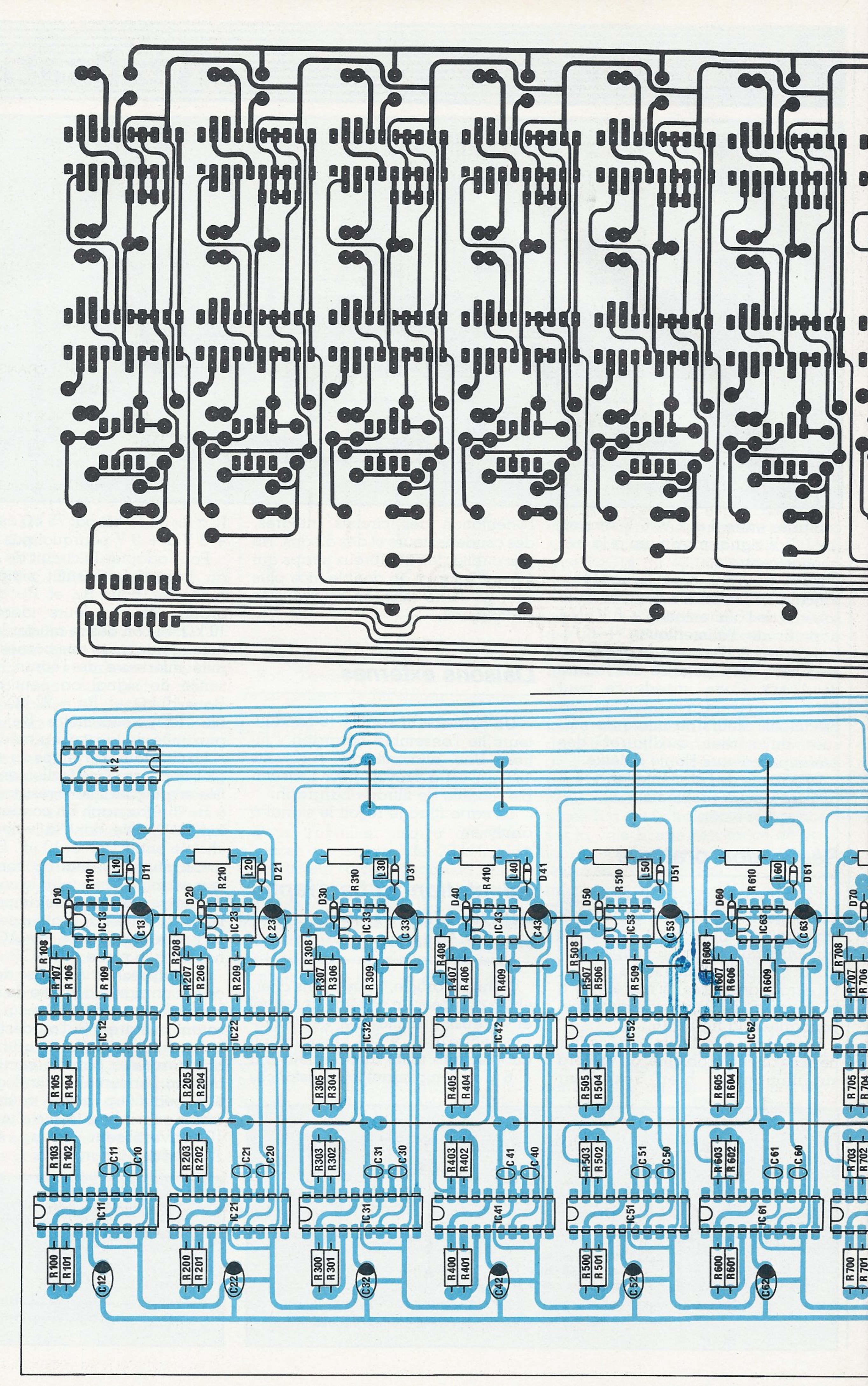
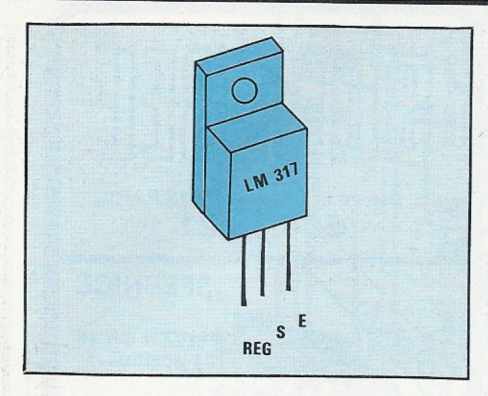


Figure 15 - Tracé des pistes du circuit imprimé.

Figure 16 - Implantation des composants.



Conclusion

Pour un faible coût, les circuits MF 10 NS associés au circuit SAA 1043 RTC nous ont permis la réalisation d'un analyseur par bandes d'octave. Cette réalisation nous semble d'autant plus attrayante puisque rarement proposée dans les revues d'électronique appliquée.

Même si les deux réalisations : bargraph et module de filtrage se sont succédées et complétées pour donner un analyseur par bandes d'octave il ne faut pas perdre de vue qu'elles restent malgré tout indépendantes. Le module de filtrage pourra être utilisé avec des circuits de pilotage de diodes électroluminescentes classiques du type LM 3914 ou LM 3915. Quant au bargraph ses applications sont multiples.

F. de Dieuleveult.

Nomenclature des composants
Circuit horloge, alim. + 6 V et circuit d'entrée

Circuits intégrés

IC_1: HEF 40106 / CD 4584
IC_2: HEF 4040 / CD 4040
IC_3: TDB 0117

Résistances

R_1: 10 MΩ
R_2: 120 kΩ
R_3: 150 kΩ
R_4: 330 Ω
R_5: 220 Ω
R_6: 820 Ω

Condensateurs

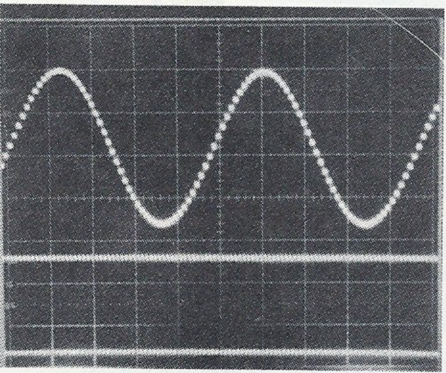
C_1: 15 pF céramique
C_2: 15 pF céramique
C_3: 10 µF/25 V tantale goutte
C_4: 47 µF/16 V tantale goutte
C_5: 0,1 µF MKH
C_6: 47 µF 6,2 V
C_7: 0,1 µF

Transistors

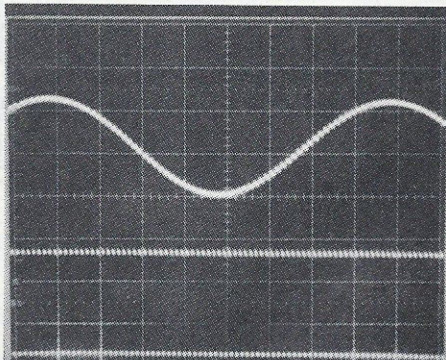
T_1: MPSA 18

Quartz

X_{tal}: 6,4 MHz



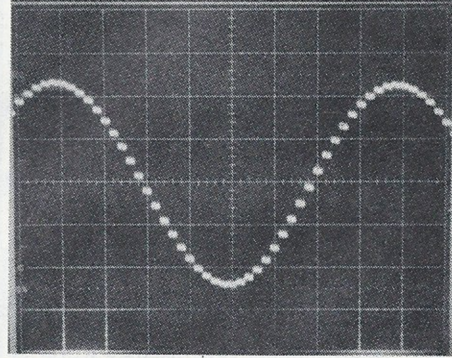
sup - signal de sortie du filtre à 4 kHz 2 V/div
inf - signal horloge du filtre à 4 kHz 5 V/div 50 µs/div



sup - signal de sortie du filtre à 8 kHz 2 V/div
inf - signal horloge du filtre à 8 kHz 5 V/div 20 µs/div



sup - sortie du filtre 2 kHz 2 V/div
inf - signal horloge filtre 2 kHz 5 V/div 50 µs/div



Sortie du filtre 2 kHz 1 V/div
50 µs/div
échantillonage dû à l'intégrateur à capa. commutée.

Nomenclature des composants
Filtrage pour une seule voie

Circuit intégrés

IC_{11}: MF 10
IC_{12}: MF 10
IC_{13}: LF 356 / LF 351 / TL 071

Résistances

R_{105}: 27 kΩ
R_{106}: 27 kΩ
R_{107}: 27 kΩ
R_{108}: 10 kΩ
R_{109}: 4,7 kΩ
R_{110}: 10 kΩ
R_{100}: 27 kΩ
R_{101}: 27 kΩ
R_{102}: 27 kΩ
R_{103}: 27 kΩ
R_{104}: 27 kΩ
R_{104}: 27 kΩ

Diodes

D_{10}, D_{11}: IN 4148

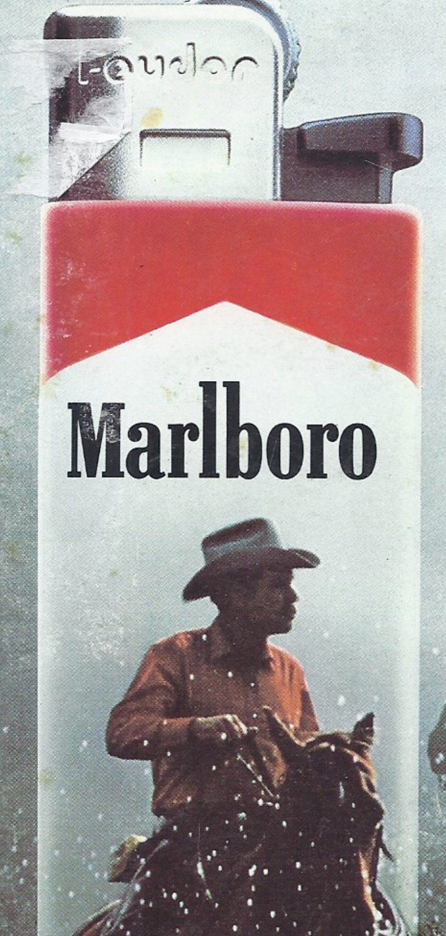
Self

L_{10}: 470 µH TOKO

Condensateurs

C_{10}: 47 nF
C_{11}: 47 nF
C_{12}: 10 µF/25 V tantale
C_{13}: 10 µF/25 V tantale

Marlboro



Briquets

EN VENTE DANS LES BUREAUX DE TABAC